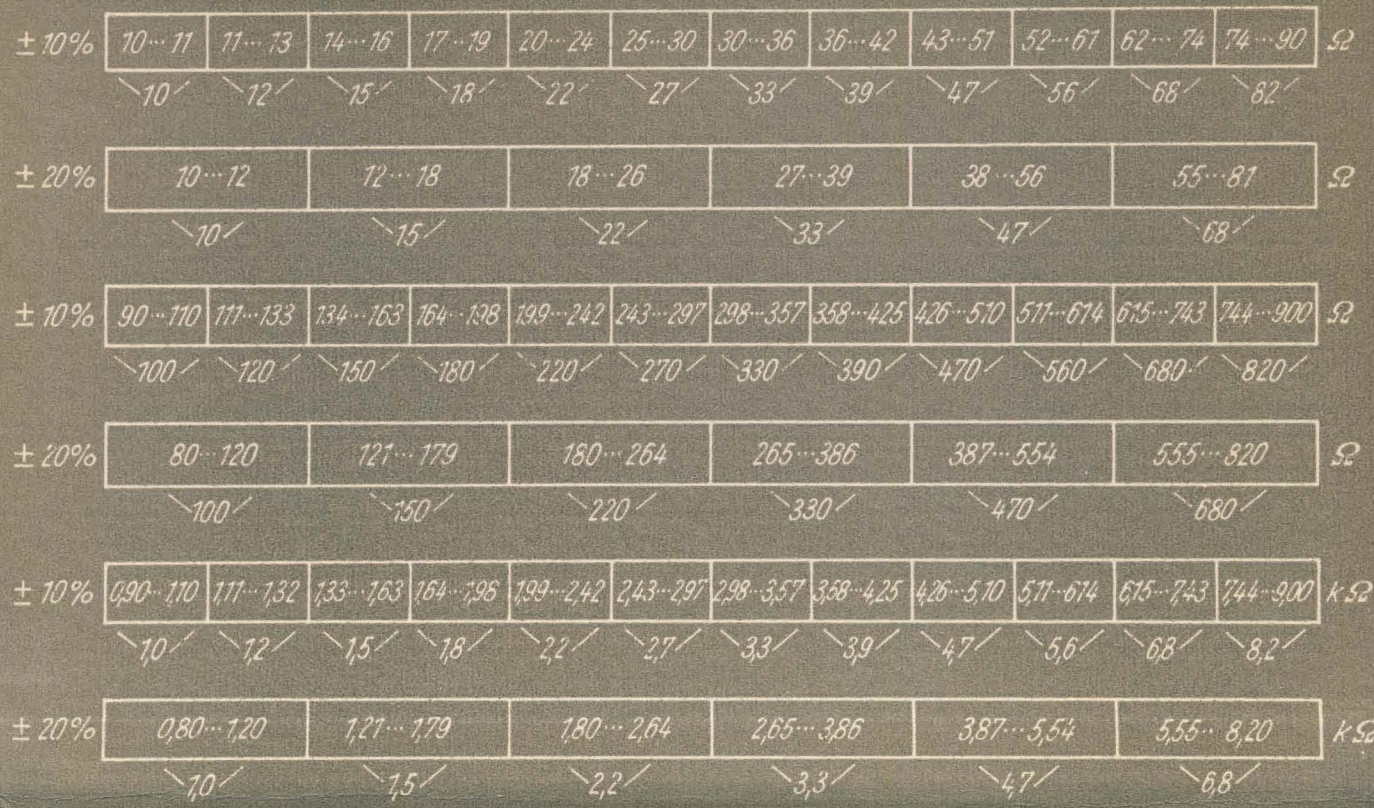
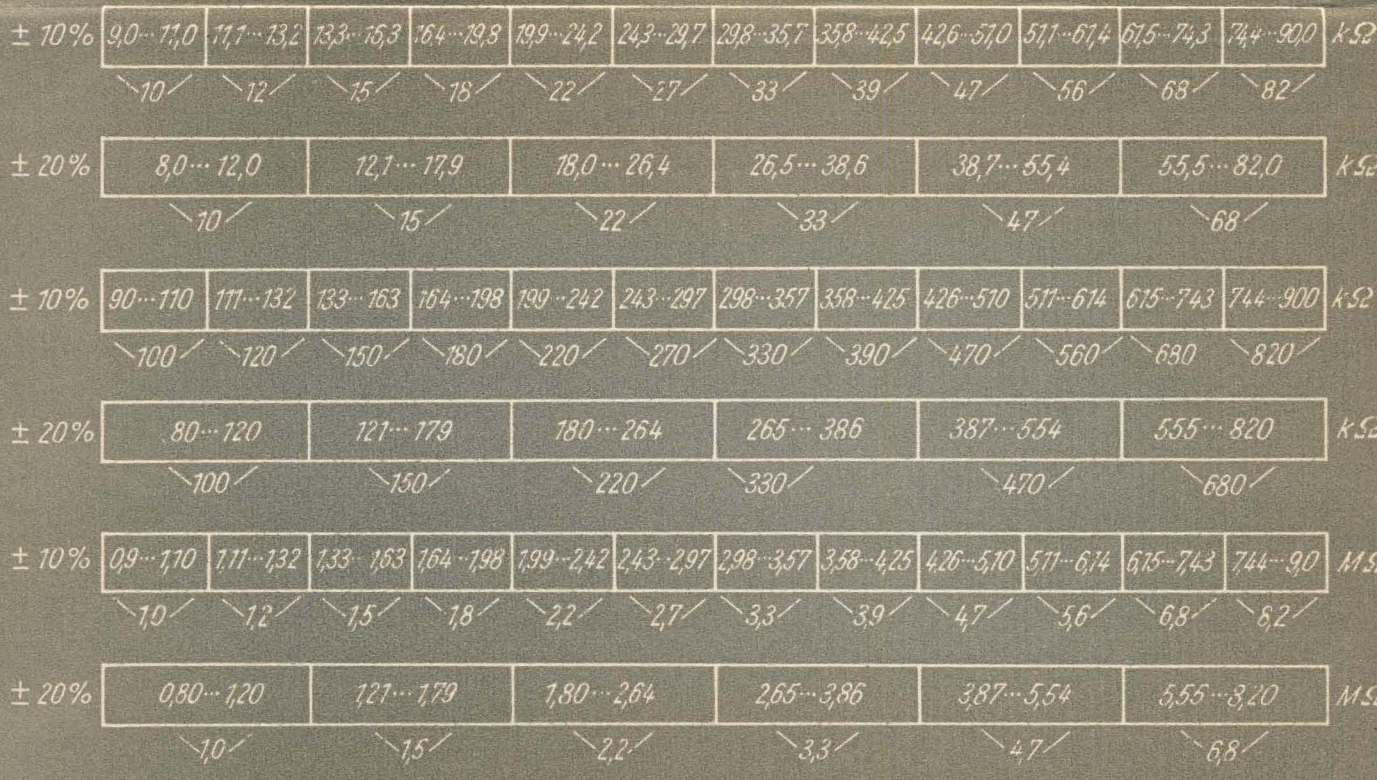
ELEKTRONISCHES JAHRBUCH 1971


± 10 %
10 ··· 11
11 ··· 13
14 ··· 16
17 ··· 19
20 ··· 24
25 ··· 30
30 ··· 36
36 ··· 42
43 ··· 51
52 ··· 61
62 ··· 74
74 ··· 90
Ω
10
12
15
18
22
27
33
39
47
56
68
82
± 20 %
10 ··· 12
12 ··· 18
18 ··· 26
27 ··· 39
38 ··· 56
55 ··· 81
Ω
10
15
22
33
47
68
± 10 %
90 ··· 110
111 ··· 133
134 ··· 163
164 ··· 198
199 ··· 242
243 ··· 297
298 ··· 357
358 ··· 425
426 ··· 510
511 ··· 614
615 ··· 743
744 ··· 900
Ω
100
120
150
180
220
270
330
390
470
560
680
820
± 20 %
80 ··· 120
121 ··· 179
180 ··· 264
265 ··· 386
387 ··· 554
555 ··· 820
Ω
100
150
220
330
470
680
± 10 %
0,90 ··· 1,10
1,11 ··· 1,32
1,33 ··· 1,63
1,64 ··· 1,98
1,99 ··· 2,42
2,43 ··· 2,97
2,98 ··· 3,57
3,58 ··· 4,25
4,26 ··· 5,10
5,11 ··· 6,14
6,15 ··· 7,43
7,44 ··· 9,00
kΩ
1,0
1,2
1,5
1,8
2,2
2,7
3,3
3,9
4,7
5,6
6,8
8,2
± 20 %
0,80 ··· 1,20
1,21 ··· 1,79
1,80 ··· 2,64
2,65 ··· 3,86
3,87 ··· 5,54
5,55 ··· 8,20
kΩ
1,0
1,5
2,2
3,3
4,7
6,8



Toleranz-Bereiche von Widerständen mit Standardwerten

Elektronisches Jahrbuch
für den Funkamateur 1971

Herausgeber: Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1971

DEUTSCHER MILITÄRVERLAG

Redaktionsschluß: 1. April 1971

1.—30. Tausend
Deutscher Militärverlag · Berlin 1970
Kartendruckgenehmigung des MDI-Nr. 361/70
Lizenz-Nr. 5
Lektor: Sonja Topolov, Wolfgang Stammler
Zeichnungen: Wilhelm Kaufmann
Illustrationen: Heinz Bormann
Fotos: Archive der Verfasser, Werkfotos
Vorauskorrektor: Volkmar Wieloch · Korrektor: Ilse Fähndrich
Typografie: Dieter Lebek · Hersteller: Elisabeth Jandke
Gesamtherstellung: Satz: Leipziger Druckhaus, Grafischer Großbetrieb
Druck und Buchbinderei: Druckerei „grafia" KG Leipzig
7,80

Inhaltsverzeichnis

15 Jahre Nationale Volksarmee
Interview mit *Generalmajor Reymann* 11

Ing. Klaus K. Streng
Rund um den *RFT-Color 20* 17

A. I. Pali
Der funkelektronische Krieg 24

Nachrichtentechnik und Elektronik im Dienst imperialistischer Spionage 33

Werner Stankoweit
Radio Berlin International 40

Wissenswertes über moderne Technik

Gerhard Wagner DM 2 BEL
Zur Theorie und Praxis der Meteorscatterverbindungen 46

Bodenstation für Nachrichtensatelliten 56

Ing. Klaus K. Streng
Der UHF-Konverter 1195.015 vom VEB Elektrotechnik Eisenach 67

Neue Bauelemente der Elektronik

Ing. Thorolf Kneisz
Temperaturkompensation von Quarzoszillatoren 73

Ing. Karl-Heinz Schubert DM 2 AXE
Praktische Beispiele zur Anwendung von IS 83

Burkhard Standfuß
Digitalbausteine für den universellen Einsatz 95

Moderne Technik für den Funkamateur

Friedrich Fußnegger
Selbstbau von Empfangsgeräten für den Funkamateur 107

Wir stellen vor: SSB-KW-Transceiver DELTA-A (VR Ungarn) 120

Dipl. -Ing. H. Weißleder DM 2 CEK
Der Ringmodulator — eine Baustufe des SSB-Senders 127

Ing. Karl-Heinz Schubert DM 2 AXE
Der Feldeffekttransistor in der Funkamateurpraxis 143

Gerhard Wagner DM 2 BEL
Leistungsfähiger Konverter für das 70-cm-Amateurband 154

Bauanleitungen für den Elektroniker

Dipl.-Ing. H. Müller
Ein Stereo-Steuergerät mit Transistorbestückung 165

E. Seng
Wechselsprechanlage für den Selbstbau 175

Dipl.-Ing. Horst Hübl DM 2 DDN
Transistorisiertes HF-Millivoltmeter 181

Ing. D. Müller
Probleme beim Selbstbau von Autosupern 190

J. Elsner
Universell verwendbare elektronische Stoppuhr 207

B. Schuchardt
Fernsteuersender mit Si-Transistoren 215

B. Schuchardt/P. Sterzel
Fahrstromregler für Modelleisenbahnen 220

Harro Kühne
Zeichengerät für die Herstellung von geätzten Leiterplatten 226

Leiterplatte für einen RC-Sinusgenerator 231

Eberhard Schwarz
Bauanleitung für einen UHF-Konverter 238

Dr. Walter Rohländer DM 2 BOH
Parametrische Verstärker — Reaktanzverstärker 244

Dr. Béla Magyari
Brückenschaltung für den Frequenzvergleich 252

Wissenswertes aus dem Nachrichtenwesen

Tips für die Morseausbildung 257

MMM-Kaleidoskop: Exponate der NVA 261

Geschichte der Nachrichtentechnik (V) 269

Ing. Heinz Stiehm DM 2 ACB
Diplome und Conteste der Funkamateure 273

Neues von Huggy, dem Elektronenraben 280

Kleines Lexikon für den Newcomer 284

Tabellenanhang

Ing. Heinz Stiehm DM 1 ACB
Länderliste für den DX-Amateur 287

Umrechnungstabelle CGS-System/Zollsystem 301

Transistoren aus der Ungarischen Volksrepublik 305

Schlagwörterverzeichnis für die Jahrbücher 1968, 1969, 1970, 1971 308

Hüggy gratuliert
zum 15. Jahrestag
der Nationalen Volksarmee

1971

	Januar	Februar	März
Mo	4 11 18 25	1 8 15 22	1 8 15 22 29
Di	5 12 19 26	2 9 16 23	2 9 16 23 30
Mi	6 13 20 27	3 10 17 24	3 10 17 24 31
Do	7 14 21 28	4 11 18 25	4 11 18 25
Fr	1 8 15 22 29	5 12 19 26	5 12 19 26
Sa	2 9 16 23 30	6 13 20 27	6 13 20 27
So	3 10 17 24 31	7 14 21 28	7 14 21 28

	April	Mai	Juni
Mo	5 12 19 26	3 10 17 24 31	7 14 21 28
Di	6 13 20 27	4 11 18 25	1 8 15 22 29
Mi	7 14 21 28	5 12 19 26	2 9 16 23 30
Do	1 8 15 22 29	6 13 20 27	3 10 17 24
Fr	2 9 16 23 30	7 14 21 28	4 11 18 25
Sa	3 10 17 24	1 8 15 22 29	5 12 19 26
So	4 11 18 25	2 9 16 23 30	6 13 20 27

	Juli	August	September
Mo	5 12 19 26	2 9 16 23 30	6 13 20 27
Di	6 13 20 27	3 10 17 24 31	7 14 21 28
Mi	7 14 21 28	4 11 18 25	1 8 15 22 29
Do	1 8 15 22 29	5 12 19 26	2 9 16 23 30
Fr	2 9 16 23 30	6 13 20 27	3 10 17 24
Sa	3 10 17 24 31	7 14 21 28	4 11 18 25
So	4 11 18 25	1 8 15 22 29	5 12 19 26

	Oktober	November	Dezember
Mo	4 11 18 25	1 8 15 22 29	6 13 20 27
Di	5 12 19 26	2 9 16 23 30	7 14 21 28
Mi	6 13 20 27	3 10 17 24	1 8 15 22 29
Do	7 14 21 28	4 11 18 25	2 9 16 23 30
Fr	1 8 15 22 29	5 12 19 26	3 10 17 24 31
Sa	2 9 16 23 30	6 13 20 27	4 11 18 25
So	3 10 17 24 31	7 14 21 28	5 12 19 26

Interview mit
Generalmajor Reymann

15 Jahre Nationale Volksarmee

Redaktion: Genosse General, am 1. März 1971 begeht die Bevölkerung der Deutschen Demokratischen Republik gemeinsam mit den Soldaten, Unteroffizieren und Offizieren den 15. Jahrestag der Nationalen Volksarmee. Können Sie den Lesern unseres Jahrbuches die wesentlichsten Aufgaben nennen, die die Nachrichtensoldaten bei der Erhöhung der Gefechtsbereitschaft der Nationalen Volksarmee erfüllen?

Generalmajor Reymann: Das militärische Nachrichtenwesen stellt ein Spezialgebiet des Militärwesens insgesamt dar. Die grundlegende Aufgabe der Nachrichtentruppe besteht nicht in der physischen Vernichtung des Gegners, sondern in der Gewährleistung der Führung der Truppen und Kampfmittel im Gefecht. Die Bedeutung der Nachrichtenverbindungen erhöhte sich stets mit dem Wachsen der Ausmaße des bewaffneten Kampfes, der Erhöhung der Anzahl der Streitkräfte, der Einführung neuer Kampftechnik und mit den komplizierter werdenden Problemen der Führung des bewaffneten Kampfes.

Unter den Bedingungen der Revolution im Militärwesen, die gekennzeichnet sind durch die Einführung neuer Kampfmittel, die volle Motorisierung der Landstreitkräfte und den Masseneinsatz von Truppen mit ihrer vielfältigen und komplizierten Kampf- und Spezialtechnik, veränderte sich der Charakter der Kampfhandlungen grundlegend.

Die Kampfhandlungen der Truppen entwickeln sich unter modernen Bedingungen in breiten Streifen und einzelnen Richtungen. Sie werden ohne durchgehende Fronten und bei Vorhandensein offener Flanken geführt. Das moderne Gefecht entwickelt sich schnell und ungleichmäßig und ist durch schnelle und radikale Lageänderungen gekennzeichnet. Die Truppen bewegen sich auf dem Gefechtsfeld in einem hohen Tempo, sie müssen große Zonen von Sperren und umfangreiche Zerstörungen überwinden. Von größter Bedeutung ist unter solchen Bedingungen eine zuverlässig, standhafte und ununterbrochene Truppenführung, die die Nachrichtentruppe gewährleisten muß.

Ohne Nachrichtenverbindungen ist es nicht möglich, zielstrebige Handlungen der Truppen im Gefecht zu führen und die moderne Kampf-

technik aller Art wirksam und effektiv einzusetzen. Ohne Nachrichtenverbindungen ist es nicht möglich, rechtzeitig und schnell die erforderlichen Angaben über die Lage des Gegners und der eigenen Truppen sowie über die chemische und Strahlungslage zu erhalten. Ohne sie wäre eine Abstimmung der Handlungen, das Zusammenwirken der Teilstreitkräfte, Waffengattungen und Spezialtruppen bei der Lösung gemeinsamer Aufgaben undenkbar. Es wäre ohne Nachrichtenverbindungen nicht möglich, die Truppen vor Einwirkungen gegnerischer Massenvernichtungsmittel und vor Handlungen des Luftgegners zu warnen, und letztlich wäre es ohne Nachrichtenverbindungen nicht möglich, die Führung der materiellen und technischen sowie medizinischen Sicherstellung im Gefecht und in der Operation zu gewährleisten.

Die Nachrichtenverbindungen sind also das Hauptmittel zur Gewährleistung der Truppenführung. Ohne Nachrichtenverbindungen hören der Kommandeur und sein Stab auf, ein Organ der Führung zu sein, und die Truppen können keine zielgerichteten Handlungen durchführen.

Ohne Übertreibung kann man deshalb behaupten, daß es im Militärwesen wohl kaum ein anderes Spezialgebiet gibt, das eine derart breite Verwendung findet, wie die Nachrichtenverbindungen.

Sie werden benötigt in allen Teilstreitkräften, Waffengattungen und Spezialtruppen zur Sicherstellung der Handlungen. Jede Gefechtshandlung der Truppen beginnt und endet mit der Ausnutzung von Nachrichtenverbindungen.

Ausgehend von den genannten Hauptaufgaben möchte ich auch die wichtigsten Anforderungen an die Nachrichtenverbindungen nennen.

Diese sind

— ihr rechtzeitiges Herstellen,
— ihre ununterbrochene Arbeit,
— ihre schnelle und gedeckte Arbeit.

Redaktion: Viele junge Bürger unseres sozialistischen Staates möchten ihren Ehrendienst als Nachrichtensoldat der NVA leisten. Können Sie einige Laufbahnen und die mit ihnen verbundenen Anforderungen an den Nachrichtensoldaten der NVA nennen?

Generalmajor Reymann: Ja, sicher. Ich möchte sagen, so vielseitig, wie die Nachrichtentechnik ist, so vielseitig sind auch die Laufbahnen der Nachrichtensoldaten.

Die bekannten klassischen Laufbahnen wie Funker, Richtfunker, Fernschreiber und Fernsprecher werden durch die gerätebedingten Besonderheiten noch weiter untergliedert. Deshalb will ich hier nur die wichtigsten erwähnen.

Bei den Funkern unterscheiden wir u. a. den *Funkfernschreiber* und den *Tastfunker*. Der Funkfernschreiber muß neben exakter Bedienung des Funkgerätesatzes, der genauen Kenntnis der Betriebsregeln, dem fehlerfreien Hören und Geben der Morsezeichen, speziell das Zehnfinger-Blindschreiben auf der Fernschreibmaschine beherrschen. An die Funker werden besonders hohe Anforderungen hinsichtlich ihrer Konzentrationsfähigkeit, ihres rhythmischen Gefühls, ihrer Auffassungsgabe und der Fingerfertigkeit gestellt.

Auch auf dem Drahtnachrichtengebiet bestehen weitere Untergliederungen der Laufbahnen. Sowohl bei den Fernschreibern als auch bei den Fernsprechern unterscheiden wir die *Betriebskräfte* (die Soldaten, die an Endgeräten und Vermittlungen arbeiten), die *Schaltwarte* (die Soldaten, die mit TF-, WT-Geräten und Schalteinrichtungen Nachrichtenkanäle herstellen) und die *Leitungsbaufernsprecher*.

Alle drei Richtungen haben moderne und komplizierte Nachrichtengeräte zu bedienen, oftmals müssen sie zur Erfüllung ihrer Aufgabe auf sich selbst gestellt, hohen psychischen und physischen Belastungen standhalten.

Bei den Richtfunkern unterscheiden wir Nachrichtensoldaten der Richtfunkstellen kleiner und mittlerer Kanalzahl. Der Unterschied liegt neben dem Frequenzbereich vor allem in der Anzahl der zu übertragenden NF-Kanäle.

Daneben gibt es eine Reihe anderer Profile/Laufbahnen, so z. B. Nachrichtensoldaten von Troposphärenfunkstellen, von beweglichen Nachrichtenknoten, Kuriere, Aggregatwarte usw. In den Einheiten der materiell-technischen Sicherstellung arbeiten Mechaniker, Obermechaniker und Mechanikermeister sowie Ladewarte, deren wichtigste Aufgabe die Sicherstellung der ständigen Einsatzbereitschaft der Nachrichtentechnik ist. Uneingeschränkt kann man sagen, daß die Ausbildung in den einzelnen Profilen dem Erlernen eines Berufes gleichkommt, ja sogar noch übersteigt. Das ist in der Nachrichtentruppe besonders ausgeprägt. Deshalb ist es auch erforderlich, daß die Nachrichtensoldaten über eine solide mathematisch-naturwissenschaftliche Schulbildung verfügen, weil sie ohne technische Kenntnisse nie in der Lage sein werden, ihre Technik voll auszunutzen. Auch moderne Algorithmen helfen nicht; denn der Nachrichtensoldat wird bei der Erfüllung seiner Pflichten vor eine Reihe von Aufgaben und Entscheidungen gestellt, die er nur mit guten technischen Kenntnissen lösen kann. Außerdem gibt es noch einige andere Bedingungen, die sich aus dem Kampfauftrag der Nachrichtentruppe als Anforderung an den Nachrichtensoldaten ergeben.

Der Nachrichtensoldat muß ein politisch bewußter Kämpfer und Verteidiger unserer sozialistischen Heimat sein, der ständig eine hohe Disziplin an den Tag legt und seine Technik auch unter komplizierten

Bedingungen virtuos bedienen, voll ausnutzen und warten kann. Deshalb muß er ein hohes politisches Wissen und ein festes Klassenbewußtsein besitzen.

Um das zeitgerechte Herstellen und ununterbrochene Halten der Nachrichtenverbindungen zu gewährleisten, muß der Nachrichtensoldat unter Einsatz seiner ganzen Kraft und mit viel Initiative um die Verbindung kämpfen. Das setzt ein hohes Verantwortungsbewußtsein voraus.

Durch den Einsatz in Stäben und auf Führungsstellen bekommt der Nachrichtensoldat engen Kontakt mit Stabsoffizieren und Kommandeuren. Das verlangt ein exaktes, bestimmtes und zugleich bescheidenes Auftreten, das verlangt Sauberkeit und Genauigkeit bei der Erfüllung der Dienstpflichten. Gleichzeitig gelangen dem Nachrichtensoldaten durch seine spezifischen Aufgaben unbedingt geheimzuhaltende Nachrichten zur Kenntnis. Deshalb werden vom Nachrichtensoldaten Verschwiegenheit und Ordnungsliebe verlangt.

Unsere feste und unverbrüchliche Waffenbrüderschaft mit den Nachrichtensoldaten der Sowjetarmee und den anderen Bruderarmeen setzt voraus, daß die Nachrichtenverbindungen ungeachtet der unterschiedlichen Sprache zuverlässig funktionieren. Deshalb fordern wir vom Nachrichtensoldaten, daß er mit großem Fleiß und Ernst die Nachrichtenbetriebssprache in der russischen Sprache erlernt. Die bildungsmäßigen Voraussetzungen dazu sind gegeben.

Durch den oftmals dezentralisierten Einsatz der Nachrichtenkräfte wird vom Nachrichtensoldaten ein Höchstmaß an selbständigem Handeln bei der Sicherstellung der Verbindung, beim Schutz von Mensch und Technik vor der Einwirkung gegnerischer Kampfmittel sowie bei der Wartung der kostbaren Technik verlangt. Das erfordert große Ausdauer und Standhaftigkeit. Und schließlich muß der Nachrichtensoldat eine richtige Einstellung zum Volksvermögen besitzen, denn es sind sehr hohe Werte, die uns unser Arbeiter-und-Bauern-Staat zum zuverlässigen Schutze unserer Republik anvertraut.

Man sieht also, die Anforderungen an die Nachrichtensoldaten sind umfangreich und vielseitig.

Redaktion: Genosse General, Sie sprachen davon, daß ein Nachrichtensoldat ein gutes politisches Wissen haben muß und über umfangreiche Kenntnisse auf mathematisch-naturwissenschaftlichem Gebiet verfügen muß. Durch das vorbildliche einheitliche Bildungssystem in der DDR werden allseitig gebildete Menschen erzogen. Wie können sich junge Wehrpflichtige zielgerichtet auf ihren Ehrendienst als Nachrichtensoldat in der NVA vorbereiten?

Generalmajor Reymann: Zielgerichtet können sich die jungen Wehrpflichtigen vor allem in der Gesellschaft für Sport und Technik vorbereiten.

Als Maßstab einer erfolgreichen Vorbereitung können gelten:

— wenn der Wehrpflichtige sich bewußt zum bewaffneten Schutz unseres sozialistischen Vaterlandes bekennt,

— wenn der Wehrpflichtige über gute allgemein-militärische Kenntnisse und Fertigkeiten (Schießausbildung, Topografie usw.) verfügt sowie das Hören und Geben der Morsezeichen im Tempo von mindestens 6 Gruppen je Minute beherrscht bzw. im Fernschreiben 50 Anschläge je Minute schreibt,

— wenn ein Teil der Wehrpflichtigen bereit ist, in den Reihen der NVA als Soldat auf Zeit oder als Berufssoldat (Unteroffizier oder Offizier) zu dienen; hierbei ist die Ausbildung noch umfangreicher, vielseitiger und auch interessanter. Bei erfolgreichem Abschluß dieser Ausbildung kann für eine Reihe von Profilen auch die Anerkennung eines Berufes (z. B. Facharbeiter, Meister der Volkseigenen Industrie oder Ingenieur) erfolgen,

— wenn der Wehrpflichtige über gute und ausgezeichnete technische Kenntnisse verfügt, vor allem hinsichtlich der Wirkungsweise und Ausnutzung von Fernmeldegeräten sowie körperlich gesund ist und gute sportliche Leistungen vollbringt.

Damit ist eigentlich schon das Programm umrissen.

Immer mehr Wehrpflichtige nutzen diese Möglichkeiten, um sich intensiv auf den aktiven Wehrdienst vorzubereiten und damit ihrer staatsbürgerlichen Pflicht besser nachzukommen. Die Verteidigung unseres sozialistischen Vaterlandes ist unter unseren gesellschaftlichen Bedingungen nicht nur eine Sache einer bestimmten Gruppe von Menschen, sondern aller Bürger, vor allem der gesamten Jugend. Es ist deshalb nicht möglich, die Fragen unserer Verteidigungspolitik mit dem Abstand eines Betrachters zu verfolgen oder sie mehr oder weniger nur auf ein Anliegen der Nationalen Volksarmee zu reduzieren. Mit der unablässigen ökonomischen Stärkung unserer Deutschen Demokratischen Republik muß auch die Bereitschaft entwickelt und gefestigt werden, unsere sozialistische Deutsche Demokratische Republik zu verteidigen.

Unter der weitsichtigen und zielstrebigen Führung der Partei der Arbeiterklasse und ihres Zentralkomitees hat unsere Nationale Volksarmee der Deutschen Demokratischen Republik eine kontinuierliche Entwicklung genommen.

Unser Dank ist die hohe und ständige Gefechtsbereitschaft der Nachrichtentruppe, die jederzeit bereit und in der Lage ist, ihre Klassenpflicht zu erfüllen.

Redaktion: Genosse Generalmajor, wir danken Ihnen für die aufschlußreichen Ausführungen und wünschen Ihnen weiterhin viel Erfolg im persönlichen Leben sowie Schaffenskraft zum Wohle unserer sozialistischen Deutschen Demokratischen Republik.

Ein

umfang-

reiches

Wissen

. . . ist die Voraussetzung für eine geachtete Stellung im Kollektiv, für ein hohes Leistungsvermögen für die Gesellschaft und zugleich für persönliche Erfolge. So ist verständlich, daß die Zahl derjenigen, die sich größere Kenntnisse aneignen, ständig wächst. Sie haben erkannt, daß sie dadurch zugleich der Gesellschaft und sich selbst helfen. Jede Wissensaneignung wird in dem Maße erleichtert, wie der Stoff methodisch aufbereitet dargeboten wird. Unser Verlag hat jahrzehntelange Erfahrungen in der Entwicklung von Lehrmaterial, methodischer Hilfen und pädagogischer Literatur.

Sie finden ihren Niederschlag in einer Vielzahl von Schriften für Schulkinder, Lehrer, Erzieher, Berufsbildner und Dozenten. So werden die Schulbücher und Lehrmaterialien unseres Verlages, z. B. für Fernsehlehrgänge, auch von Erwachsenen genutzt, die sich den Wissensstoff der zehnklassigen oder der erweiterten Oberschule aneignen wollen. Dabei helfen besonders auch Wissensspeicher für die naturwissenschaftlichen Fächer der zehnklassigen Oberschule. Lehrern und Dozenten wird die Lernstoffvermittlung wesentlich durch Unterrichtsmethodiken, methodische Anleitungen für Stoffgebiete und „Unterrichtshilfen" erleichtert. Auch die Erweiterung des Fachwissens ist durch eigens in unserem Verlag entwickelte Schriften für die Lehrer der allgemeinbildenden Unterrichtsfächer möglich. Schließlich erweitern alle Pädagogen, die Erzieher und Leiter von Kollektiven junger Menschen, ihre Kenntnisse und Fähigkeiten mit Hilfe unserer Literatur zur Erziehungstheorie und -methodik, Didaktik und pädagogischen Psychologie. Hier einzelne Titel aus dem umfangreichen Angebot zu nennen, fehlt der Platz. Darum empfehlen wir allen Interessenten, Gruppenverzeichnisse über lieferbare Literatur und Neuerscheinungen, die für die einzelnen Unterrichtsfächer und für die Gebiete der Pädagogik vorliegen, bei ihrer Buchhandlung oder bei der Werbeabteilung des Verlages anzufordern.

Volk und Wissen

Volkseigener Verlag Berlin

Rund um den RFT-Color 20

Ing. Klaus K. Streng

Seit dem 3 .Oktober 1969 strahlt der Deutsche Fernsehfunk Farbfernsehsendungen aus. Dennoch findet das Verständnis für die Farbfernsehtechnik nur langsam Eingang in die Amateurpraxis. Dies liegt wohl nicht zuletzt daran, daß Farbfernsehgeräte sich wenig zum Selbstbau eignen. Und Eltern, die ein solches Gerät besitzen, vertrauen den Empfänger wohl kaum ihrem Elektronikamateur-Sohn oder -Tochter zum Experimentieren an. Doch vor der Praxis kommt die Theorie! Und dabei bieten sich dem interessierten Amateur große Möglichkeiten.

Das Prinzip des auch bei uns verwendeten SECAM-Farbfernsehsystems darf sicher als bekannt vorausgesetzt werden*. Es interessiert also vor allem die Schaltungstechnik unseres ersten Farbfernsehempfängers *RFT-Color 20*. Schon seine Bestückung zeigt den Riesenunterschied zu den vielen Amateuren bekannten Schwarz-Weiß-Fernsehgeräten: Der *RFT-Color 20* enthält 66 Transistoren, 57 Halbleiterdioden und 6 Selengleichrichter. Er ist mit Ausnahme der Maskenbildröhre und den 3 Hochspannungsgleichrichterröhren *EY 51* vollständig mit Halbleiterbauelementen bestückt. Damit wird er auch im internationalen Maßstab sehr interessant, denn bis jetzt war der Farbfernsehempfänger auch in den technisch fortgeschrittenen Staaten noch teilweise mit Verstärkerröhren bestückt.

Den Antenneneingängen für VHF und UHF folgen zunächst die Tuner für den betreffenden Empfangsbereich. Der UHF-Tuner enthält wie der betreffende UHF-Tuner unserer Standard-Schwarz-Weiß-Fernsehempfänger eine zusätzliche ZF-Verstärkerstufe. Abweichend zum „S-W"-Tuner findet man in ihm eine Kapazitätsdiode *BA 141* zur automatischen Scharfabstimmung (AFC). Ein auf die Bildträgerfrequenz abgestimmter Diskriminator liefert die Steuerspannung. Bild 1 zeigt den Stromlaufplan der AFC-Einrichtung des *RFT-Color 20*, der wohl keiner weiteren Erklärung bedarf.

* Siehe Broschüre: *Streng, K. K.:* Kleine Einführung in das Farbfernsehen; Band 89 der Reihe *electronica*, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969.

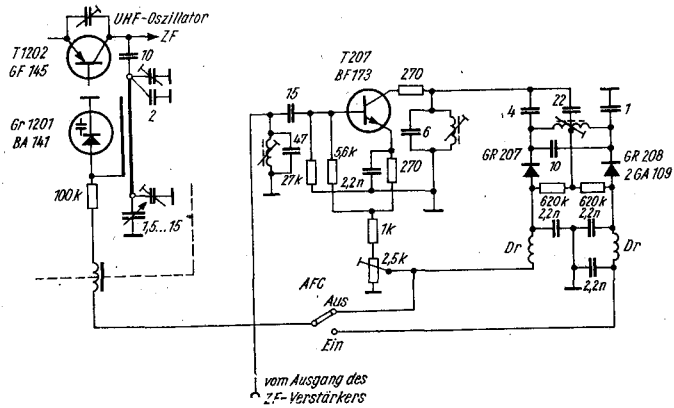


Bild 1 AFC-Schaltung des RFT-Color 20

Es schließt sich ein 4stufiger ZF-Verstärker an. Bei diesem dürfte die Regelung (ALR) besonders interessant sein. Verwendet wird die im internationalen Maßstab bewährte *Aufwärts*regelung.

Dazu eine Erklärung: In der Röhrentechnik bewirkt eine zunehmende Regelspannung an den Steuergittern der Verstärkerröhren eine Abnahme der Steilheit und damit der Verstärkung. Etwas ähnliches ist auch bei Transistorbestückung möglich. Zunehmende Spannung zwischen Basis und Kollektor (oder abnehmende Spannung zwischen Basis und Emitter) regelt den Transistor zu, seine Verstärkung sinkt. Diese Abwärtsregelung bringt bei Transistorbestückung jedoch Nachteile. Durch die Regelspannung werden sämtliche Parameter des geregelten Transistors verändert, besonders der komplexe Eingangswiderstand. Da dieser jedoch in Abstimmung und Dämpfung des Eingangsschwingkreises eingeht, wird die ZF-Durchlaßkurve bei Regelung verändert. Dies ist natürlich höchst unerwünscht. Daher verwendet man die Abwärtsregelung heute kaum noch.

Anders bei der Aufwärtsregelung. Hier öffnet die Regelspannung den Transistor, und sein Kollektorstrom nimmt zu, je stärker der Sender empfangen wird. Auch dabei nimmt die Verstärkung ab.

Bild 2 zeigt die ALR-Schaltung des *RFT-Color 20*. Vom Zeilentrafo wird eine positive zeilenfrequente Impulsspannung über die Diode Gr 309 an den Kollektor des Transistors T 312 geleitet. Gleichzeitig erhält seine Basis die negativ gepolte Videospannung. Im Emitterkreis des Transistors ist der 250-Ω-Regelwiderstand R 358 angeordnet, mit dem der Einsatzpunkt der Regelung eingestellt wird. Während die positiven Impulse am

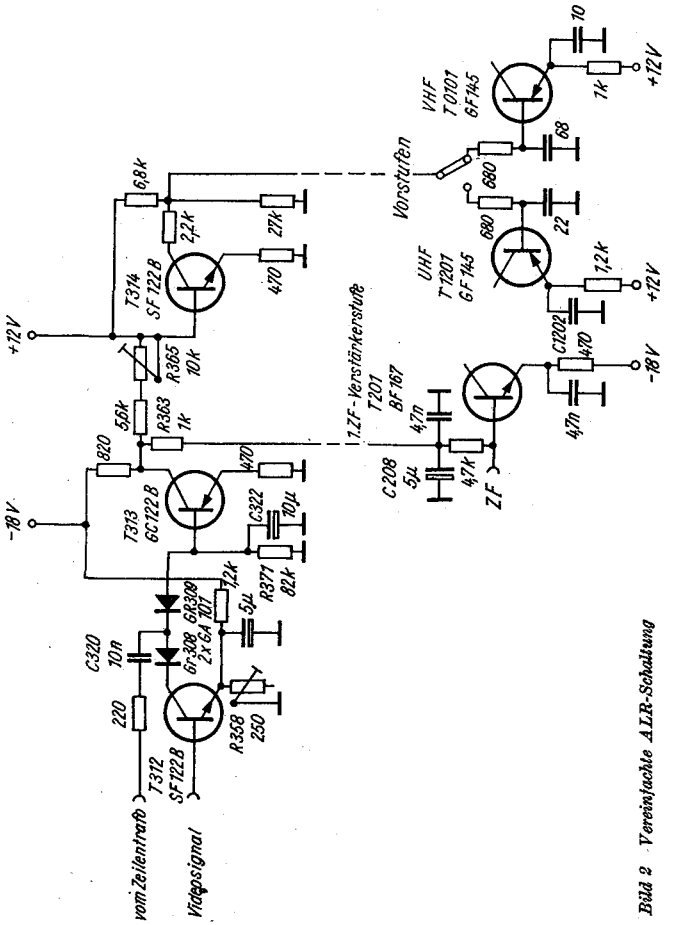


Bild 2 Vereinfachte ALR-Schaltung

Kollektor dazu tendieren, den Transistor aufzutasten, verhindert die negative Basisspannung dies, solange sie nicht größer als der Spannungsabfall am Emitterwiderstand R 358 ist. Erst wenn sie diesen mit einem gewissen Wert überschreitet, kann Strom durch den Transistor fließen, und der 10-nF-Kondensator C 320 wird entsprechend der Amplitude des Videosignals aufgeladen.

Diese Ladung kann — da sie am Verbindungspunkt der Dioden Gr 308 und Gr 309 eine negative Spannung bewirkt — über Gr 309 an die Basis des Transistors T 313 abfließen. Dabei wird der auf diese Weise entstehende Stromimpuls von dem RC-Glied R 371/C 322 gesiebt. An die Basis von T 313 gelangt folglich eine „beruhigte" Regelspannung. Sie öffnet den pnp-Transistor T 313 mehr oder weniger.

Im Endergebnis kehrt der Transistor T 313 die Regelspannung um, d.h., bei großem Videosignal an der Basis von T 312 ist die Spannung am Kollektor von T 313 stärker positiv als bei kleinem Videosignal.

Die Regelspannung wird nun direkt über ein weiteres RC-Glied, R 363/C 208, dem Fußpunkt der Basis von T 201 (1. ZF-Verstärker-Stufe) zugeführt. Für die Regelung der Tunervorstufen (VHF und UHF) muß die Regelspannung im richtigen Maße verzögert werden. Die Regelung der Vorstufen darf im Interesse eines günstigen Signal/Rausch-Verhältnisses erst bei größeren Antennenspannungen einsetzen, und die Regelspannung für die pnp-Transistoren in den Vorstufen muß „umgekehrt" zu der für den npn-Transistor in der 1. ZF-Verstärkerstufe sein. Transistor T 314 bewirkt diese „Umkehrung"; die Schwellspannung für die an seinem Kollektor abnehmbare Regelspannung läßt sich am Regelwiderstand R 365 einstellen.

Die Regelspannung gelangt schließlich vom Kollektor des Transistors T 314 zu den Basiselektroden der Tunervorstufen. Sie ist bei stärker einfallenden Sendern negativer, regelt folglich auch an dieser Stelle die Transistoren auf, je größer die Antennenspannung ist.

Diese relativ komplizierte Regelvorrichtung gewährleistet, daß Änderungen der Antennenspannung um 50 dB ($1 : 3{,}16 \cdot 10^5$) nur eine Schwankung des Ausgangssignals des ZF-Verstärkers von etwa $\pm 0{,}5$ dB bewirken. Ein konstantes Leuchtdichtesignal ist beim Farbfernsehempfänger nach dem SECAM-Verfahren sehr wichtig; deshalb die aufwendige, aber wirkungsvolle Regelung.

AFR- und ALR-Schaltungen sind auch beim Schwarz-Weiß-Empfänger möglich (im allgemeinen jedoch nicht notwendig, besonders nicht mit dem gezeigten Aufwand). Sie stellen in jedem Fall kaum etwas Ungewohntes für den Leser dar.

Am interessantesten und für den die Schwarz-Weiß-Fernsehtechnik gewohnten Amateur etwas fremd ist wohl der Komplex SECAM-Schalter und SECAM-Dekoder.

Am Ausgang des ZF-Verstärkers wird das Fernsehsignal wie üblich durch eine Halbleiterdiode demoduliert. Es folgt eine Kollektorstufe, um die Ausgangsimpedanz des demodulierten Signals möglichst niedrig zu halten. Das Signal gelangt nun u.a. mit dem Transistor T 401 zur sogenannten Glockenstufe. In dieser kompensiert man die lineare Vorverzerrung der Farbträgermodulation entsprechend der sogenannten Glockenkurve im Studio wieder. Bild 3 zeigt die Frequenz-Amplituden-Charak-

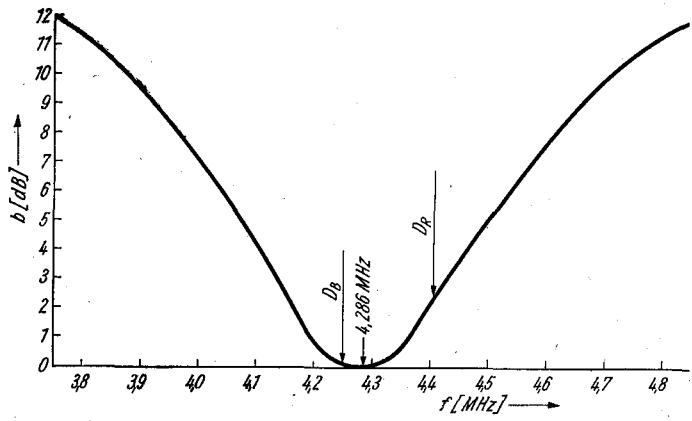


Bild 3 Frequenz-Amplituden-Charakteristik der „Glockenkurve" beim SECAM- Farbfernsehempfänger

teristik dieser Entzerrung. Sie bildet einen Bestandteil der SECAM-Norm und wurde nicht nur für den Farbfernsehempfänger *RFT-Color 20* in dieser Weise ausgelegt. Kernstück der Deemphasisstufe ist das Filter Fi 401 in der Emitterleitung von T 401 (Bild 4); es bewirkt eine frequenzabhängige Gegenkopplung dieses Transistors. Der Schwingkreis in der Kollektorleitung desselben Transistors hat praktisch keinen Einfluß auf die Durchlaßkurve der Stufe, da er sehr stark bedämpft ist ($Q \approx 2$).

Der Glockenstufe folgt eine bistabile Schaltung (T 402, T 403). Hier ihre Wirkungsweise. In dem einen Zustand ist T 403 geöffnet, T 402 gesperrt, der Farbkanal durchgeschaltet: Farbfernsehsendungen werden empfangen. Bei dem anderen Zustand ist T 403 geöffnet, T 402 gesperrt: der Farbkanal bleibt abgeschaltet. Es können nur Schwarz-Weiß-Fernsehsendungen empfangen werden. Diese Farbsperre wird in der anglo-amerikanischen Literatur *color-killer* (Farbtöter) genannt und soll die Störung von Schwarz-Weiß-Empfang durch Rauschstörungen aus dem Farbkanal verhindern.

Gesteuert wird der Schalter aus einer Torschaltung mit Transistor T 404. Dieser öffnet nur durch Differentiation der Kennimpulse — zufällige Impulsspannungen bleiben wirkungslos — und gibt dann an die Basis von T 402 negative Impulse ab. Unter anderem bewirkt Diode Gr 402, daß die Impulse immer negativ bleiben.

Es folgt nun der Diodenschalter mit Gr 405···Gr 408. Seine Eingänge erhalten einmal den direkten unverzögerten Farbkanal über Filter Fi 403, einmal den um eine Zeilenlänge (64 µs) verzögerten Farbkanal über Lauf-

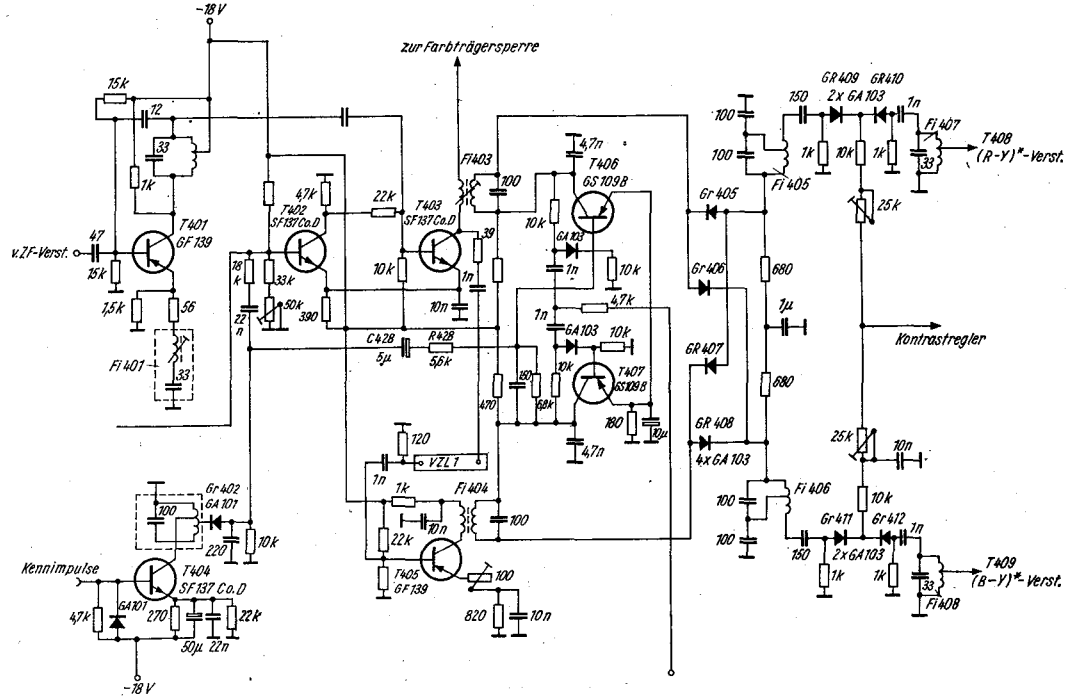


Bild 4 *Vereinfachter Stromlaufplan des Dekoders im RFT-Color 20*

zeitleitung VZL 1, Transistor T 405 und Filter Fi 404. Die Verzögerungsleitung (oder Laufzeitleitung) verzögert das ihrem Eingang zugeführte Signal um genau eine Zeilendauer (64 µs ± 50 ns), so daß am Ausgang des *SECAM*-Schalters immer beide Farbdifferenzsignale zur Verfügung stehen, wobei allerdings eines zur vorangegangenen Zeile gehört.

Bedingt durch die erforderliche große Verzögerung, kommt für die Laufzeitleitung nur das Ultraschallprinzip in Frage: Verwandlung des elektrischen Signals in ein Ultraschallsignal, Verzögerung des Ultraschallsignals in einem Stab ausreichender Länge und schließlich Rückverwandlung des Ultraschallsignals in ein elektrisches Signal.

Der Multivibrator T 406 und T 407 erzeugt mit der Oszillatorfrequenz $F_h/2$ die Schaltspannung. Die Synchronisationsspannung wird über die Basen eingekoppelt. Die Ausgänge des Schalters führen zum Oberwellenfilter Fi 405, zu den Begrenzerdioden Gr 409/Gr 410 und Fi 407 zu T 408 oder an Fi 406, den Begrenzerdioden Gr 411/Gr 412 und Fi 408 an T 409. In den Kollektorkreisen der beiden zuletzt genannten Transistoren befinden sich die Primärseiten der Diskriminatoren, die auf 4,250 MHz (D_B-Signal) und auf 4,406 25 MHz (D_R-Signal) abgestimmt sind.

Für den mit den Grundzügen der Farbfernsehempfangstechnik etwas vertrauteren Leser ist es sicherlich von Interesse, daß man die Farbdifferenzsignale zusammen mit dem Leuchtdichtesignal nicht unmittelbar (nach Verstärkung!) zur Ansteuerung der Maskenbildröhre verwendet, wie z. B. in dem sowjetischen Farbfernsehempfänger *Rubin 401*. Vielmehr werden D_B, D_R und Y in einer Matrixschaltung in die Primärfarbsignale U_R, U_B und U_G zurückverwandelt.

Dies waren nur einige der wichtigsten Schaltungseinzelheiten des *RFT-Color 20*. Sie können natürlich keine komplette Beschreibung des Gesamtstromlaufplans ersetzen. Wie eingangs gesagt, bildet der Empfänger ein wahres „Transistorbergwerk", und allein eine übersichtliche Darstellung des Stromlaufplans auf einem Papierformat A 3 — der Reparatur-Stromlaufplan — ist ein kleines Kunststück. Sinn dieses Beitrags soll sein, dem an der Farbfernsehtechnik interessierten Leser an Hand von einigen Beispielen aus dem Stromlaufplan unseres *RFT-Color 20* eine Vorstellung zu geben von der Kompliziertheit dieser Technik.

Ja, mag die Farbfernseh-Empfängertechnik auch kompliziert sein, es lohnt, sich mit ihr zu beschäftigen.

Der funkelektronische Krieg

A. I. Pali

In den Armeen vieler kapitalistischer Staaten bemüht man sich, die Funkaufklärung und die funktechnische Gegenwirkung weiterzuentwickeln. Das geschieht zusammen mit der fortschreitenden Entwicklung der militärischen Funkelektronik und ihrem zunehmenden Einfluß auf die Wirksamkeit neuer Kampfmittel. Man entwickelt und baut neue Geräte, man vervollkommnet die Methoden des funkelektronischen Krieges. Ein anschauliches Bild davon vermitteln die Ausgaben für die Entwicklung und den Bau von Funkaufklärungsgeräten und solchen, die der funktechnischen Gegenwirkung dienen. Allein in den USA stiegen die Ausgaben in den letzten 10 Jahren für diese technischen Mittel um mehr als das Dreifache. Die jährlichen Ausgaben der US-Streitkräfte für Entwicklung und Produktion technischer Mittel für den funkelektronischen Krieg machen etwa ein Viertel aller Ausgaben für die militärische Funkelektronik aus. In Westdeutschland wurden 1969 für die Produktion derartiger Geräte etwa 20 Millionen Mark ausgegeben. Dabei streben die westdeutschen Militaristen neben der eigenen Entwicklung von Geräten für die funktechnische Gegenwirkung auch danach, die Bundeswehr mit amerikanischen Geräten auszurüsten. Derartige Geräte werden z. Z. von den USA im Krieg gegen das vietnamesische Volk erprobt.

Die Entwicklung technischer Mittel für den funkelektronischen Krieg wird in den kapitalistischen Ländern in bestimmten Hauptrichtungen vorangetrieben. — An Stelle von Einzelgeräten werden Gerätekomplexe entwickelt. Diese sind hauptsächlich für den Einbau in Flugzeuge, Schiffe und Raketen bestimmt. Funkaufklärungsgeräte und Geräte für die funktechnische Gegenwirkung setzt man vornehmlich ein, um die funkelektronischen Systeme für die Raketenlenkung, die Flakartillerie und andere Waffen aufzuklären. An Bord der Militärflugzeuge sind Anlagen installiert, die mehrfach ausgenutzt werden können. Diese nehmen die Signale der funktechnischen Mittel auf. Die auf diese Weise gewonnenen Informationen dienen als Ausgangsdaten für die Organisation und Durchführung von Gegenmaßnahmen. Einige davon sind:

— Verbleiben außerhalb des Auffassungsbereichs der Funkmeßgeräte;

— spezielle Manöver zum Ausweichen vor Raketen und angreifenden Flugzeugen;
— Heranleiten an funkelektronische Anlagen, um sie mit Feuermitteln zu vernichten;
— automatisches Einschalten von Störgeräten;
— das Anvisieren und der Start von Antifunkmeßraketen, die mit Zielsuchköpfen ausgestattet sind.

In den USA wurde 1964 die Antifunkmeßrakete *SHRIKE* entwickelt. Ihr folgten weitere, wie *ARM** und *STANDARD ARM*. Als englisch-französisches Projekt wurde die Antifunkmeßrakete *Martel AS-37* entwickelt. In Westdeutschland produziert der Messerschmidt-Bölkow-Konzern die Luft-Boden-Rakete *KORMORAN*.

Für Flugzeuge der taktischen Ebene entstanden 3 Komplexe von funktechnischen Gegenwirkungsmitteln:
— individuelle Mittel der Kampfflugzeuge;
— Gerätekomplexe für die Begleitflugzeuge (sie fliegen in der Gefechtsordnung mit, sind aber mit weitaus mehr funktechnischen Gegenwirkungsmitteln ausgerüstet);
— Gerätekomplexe für spezielle Unterstützungsflugzeuge, die mehr als 10 Störsender an Bord haben.

In jüngster Zeit begann man die Gerätekomplexe für die funktechnische Gegenwirkung in speziellen Behältern (Containern) unter den Tragflächen unterzubringen.

Der typische Gerätekomplex für die funktechnische Gegenwirkung durch Flugzeuge der US-Luftwaffe und US-Marine besteht in der Regel aus 3 Teilen. Der 1. Teil ist ein Mehrzwecksystem, das die Flugzeugbesatzung über Ausstrahlungen funktechnischer Ortungsmittel und drohende Gefahr informiert. Es handelt sich dabei um ein Gerät vom Typ *Vector*. Dazu gehören:
— ein Empfänger zum Nachweis arbeitender Funkmeßgeräte für die Lenkung von Boden-Luft-Raketen und die Feuerleitung der Flakartillerie,
— ein Empfänger zur Anzeige des Starts von Luftabwehrraketen,
— ein Funkpeiler zum Anpeilen von Funkmeßgeräten,
— eine Einrichtung für den Start von Antifunkmeßraketen.

Für das geplante Flugzeug *F-III A* ist vorgesehen, das Mehrzwecksystem (Warnsystem) mit der an Bord installierten Elektronenrechenmaschine zu koppeln.

Der 2. Teil des Gerätekomplexes umfaßt automatisch arbeitende Geräte zum Erzeugen *aktiver* Funkstörungen; dazu gehören auch Automaten zum Erzeugen von *passiven* Störungen. Sämtliche Geräte sind in Containern untergebracht. Die amerikanischen Automaten zur Erzeugung passiver Störungen (z. B. *ALT-26 A*) werfen nicht nur die Reflektoren

* Siehe Tabelle am Schluß des Beitrags.

zur Störung der Funkmeßgeräte ab, sondern erzeugen auch Störungen im Infrarot-Bereich. Der 3. Teil im Gerätekomplex ist die Antifunkmeßrakete.

Bei der in den kapitalistischen Staaten entwickelten Technik für die funkelektronische Gegenwirkung kann man eine steigende Tendenz zur Automatisierung beobachten. Außerdem geht man immer mehr von Rauschstörungen ab und legt die Technik mehr und mehr für die Erzeugung von Täuschstörungen (z. B. Antwortstörungen) aus.

Die Umrüstung der Streitkräfte mit wirksameren Mitteln der funkelektronischen Gegenwirkung geht in immer kürzeren Zeitabständen vor sich. In jüngster Zeit wurden zahlreiche technische Mittel für die funktechnische Gegenwirkung entweder völlig neu entwickelt oder modernisiert. In den USA entstand z. B. ein neues System der funktechnischen Gegenwirkung für Flugzeuge, die in der taktischen Ebene eingesetzt werden. In diesem System sind Geräte für die funkelektronische Aufklärung und neue Geräte vom Typ *AN/ALQ-99* und *AN/ALT-27* für aktive Funkstörungen zur Unterdrückung von Funkmeßgeräten mit speziellem Frequenzwechsel vorgesehen.

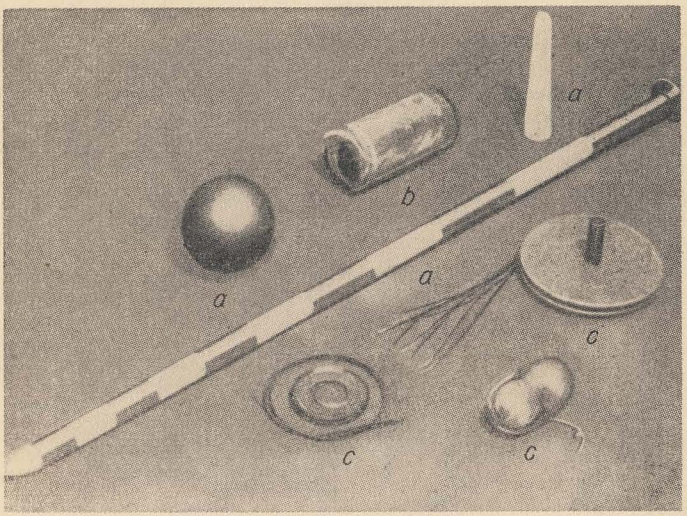


Bild 1 *Funkmeßscheinziele, die zur Überwindung des Antiraketensystems eingesetzt werden sollen:*
a — kugel- und stabförmiger Funkmeßreflektor;
b — Düppel aus metallisierten Glasfasern;
c — Funkmeßreflektoren in aufgewickelter Form

Besonders intensiv betreibt man die Entwicklungsarbeiten zur Vervollkommnung der funkelektronischen Gegenwirkungsmittel, die von den strategischen Fliegerkräften eingesetzt werden. Verschiedene Vertreter militärischer Einrichtungen der USA erklären, daß zur Überwindung der heutigen und der zukünftigen Luftabwehr durch strategische Fliegerkräfte in der Mitte der 70er Jahre weniger neue Flugzeuge als vielmehr neue technische Mittel der funkelektronischen Gegenwirkung erforderlich sind.

Die Mittel der funkelektronischen Gegenwirkung an Bord der Flugzeuge *B-52, B-58, FB-III* und *AMSA* werden seit 1967 nach einem einheitlichen Programm entwickelt. Danach ist vorgesehen, Aufklärungsgeräte für den gesamten Frequenzbereich funkelektronischer Mittel der Luftabwehr an Bord der Flugzeuge zu installieren. Gleichzeitig will man die Aufklärungsgeräte mit den Geräten für aktive Funkstörungen koppeln.

In den neuen automatisierten Mehrzwecksystemen für die Warnung vor funkelektronischen Mitteln der gegnerischen Luftabwehr und das Heranleiten an sie sind neben Funkempfängern auch Übersichtsempfänger zum Ausmachen von Raketen und Flugzeugen nach der von ihnen verursachten infraroten Strahlung vorgesehen.

In den kapitalistischen Armeen schenkt man auch der Entwicklung neuer Methoden zur Erzeugung von Funkstörungen gegen moderne funkelektronische Mittel große Beachtung. In erster Linie sind das solche technischen Mittel, die

— das Operieren von Flugzeugen in niedrigen Höhen sicherstellen;
— Nachrichtenverbindungen über Satelliten ermöglichen;
— auf elektronen-optischer Basis arbeiten;
— als Aufklärungsgeräte auf dem Gefechtsfeld eingesetzt werden;
— zu Raketenlenksystemen gehören;
— zur Gefechtssicherstellung in der Nacht dienen.

Man arbeitet außerdem ständig an der Verbesserung der automatischen Geräte zur Erzeugung aktiver Störungen, um mit ihnen die Raketenlenk- und Jägerleitsysteme unterbrechen zu können. Mit hohem Aufwand wird auch an der Entwicklung von Störtechnik gegen neuartige funkelektronische Mittel gearbeitet, wie Monoimpulsgeräte und Funkmeßgeräte mit speziellem Frequenzwechselrhythmus.

Die strategischen Fliegerkräfte der USA sollen mit Mehrzweckraketen ausgerüstet werden. Hierzu will man eine Antifunkmeßrakete *SCAD* entwickeln, die auch zur Scheinzieldarstellung verwendet werden kann. Diese Raketen werden auch mit Funkstörgeräten ausgestattet sein. Im Unterschied zu den schon existierenden Raketen sollen die neuen Typen eine um das Zehnfache größere Reichweite haben, d.h., sie fliegen etwa 1600 km weit.

Um die Flugzeuge schnell mit funkelektronischen Störmitteln auszurüsten, geht man in den USA, wie bereits erwähnt, dazu über, die ent-

Bild 2 Amerikanisches Flugzeug EA-6A. Der Pfeil zeigt auf den Container mit Geräten der funktechnischen Gegenwirkung

sprechenden Geräte in Containern an Stelle von Bomben, Raketen oder Treibstoffbehältern unterzubringen (Bild 2). Die neuesten Container werden nach dem Baukastenprinzip aufgebaut. Gleichartige Container können Geräte verschiedener Zweckbestimmung enthalten. Dabei sind bis zu 10 Varianten möglich. Der Durchmesser der Container beträgt 25 cm, die maximale Länge 4 m. Der Container besteht gewöhnlich aus den Antennen, den Störgeräten, den Stromquellen (in der Regel ein Turbogenerator, der durch den Luftstrom angetrieben wird) und dem Kühlsystem.

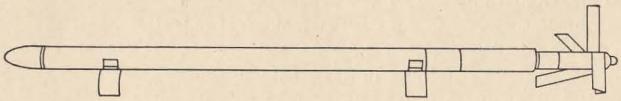


Bild 3 Amerikanische Rakete, die in Kursrichtung des Trägerflugzeugs gestartet wird und Düppel ausstreut

In den Luftstreitkräften aller kapitalistischen Länder haben die Geräte zur Erzeugung passiver Störungen nach wie vor Bedeutung. So werden z. B. für das Streuen von Düppeln (Reflektoren) elektromechanische, pneumatische und pyrotechnische Automaten eingesetzt. Die gleichen Automaten dienen auch dazu, Infrarot-Fallen aus den Flugzeugen abzusetzen. Diese Automaten werden auch weiterhin modernisiert, so daß die Düppel erst an Bord des Flugzeugs auf die von der zu störenden Frequenz abhängige Länge geschnitten werden.

Eine Düppelwolke erfüllt ihre Schutzaufgabe erst, wenn sie auf dem Kurs des Flugzeugs entfaltet wird. Die einzelnen Düppel erzeugen auf

dem Bildschirm der ortenden Funkmeßanlage Reflexionen, die eine Identifizierung des wahren Zieles, des Flugzeugs, nicht ermöglichen. Das Flugzeug kann sich auf diese Weise der genauen Ortung entziehen. In verschiedenen Armeen prüft man Möglichkeiten zum Einsatz von metallbeschichteten Glasfasern als Düppel. Außerdem wirft man lange Metallbänder ab, die passive Störungen in einem breiten Frequenzbereich erzeugen.

Eine weitere Entwicklungsrichtung zielt auf die systematische Integration dieser Mittel mit den übrigen funkelektronischen Geräten. Dabei strebt man Mehrzweckeinrichtungen an, in denen dieselben Teile für verschiedene Funktionen in gesonderten Systemen benutzt werden können. Die Mehrzweckeinrichtungen enthalten spezielle Antennen, integrierte Schaltkreise, HF-Geräte in Festkörperausführung (Mikrowellengeneratoren, Verstärker, Phasenwender, Modulatoren, Filter), die mit den Bordrechenmaschinen gekoppelt und zum komplexen Einsatz vorgesehen sind. Dieses Prinzip, nach dem gleiche Elemente und Kanäle in den Mehrzweckeinrichtungen mit speziellen Antennen genutzt werden, vereinfacht den Aufbau, verringert die Abmessungen sowie das Gewicht und erhöht die Zuverlässigkeit der Geräte.

Heute werden elektronen-optische Geräte in immer stärkerem Maß als Entfernungsmesser, bei der Raketenlenkung, Aufklärung, Zielzuweisung und der Gefechtssicherstellung der Truppen bei Nacht eingesetzt. In den imperialistischen Armeen ist man deshalb stark interessiert an Mitteln, mit denen die genannten Geräte gestört werden können.

Zur Erhöhung der Störfestigkeit funkelektronischer Mittel werden in vielen kapitalistischen Ländern große Anstrengungen unternommen. Besondere Aufmerksamkeit gilt dabei den Rauschstörungen (diese Störart ist am weitesten entwickelt). Man schafft ständig verfeinerte Schaltungen für automatische Verstärkungsregelung der Empfänger, für Nebenzipfeldämpfung, Impulskompression, Kodierung von Signalen, für Polarisationswechsel bei Ausstrahlungen und für schnellen Frequenzwechsel. In vielen funkelektronischen Geräten bedient man sich bereits spezieller Frequenzwechselverfahren von Impuls zu Impuls.

Die Erprobung neuer Technik, verfeinerter Methoden ihres Gefechtseinsatzes sowie Ausbildung und Training von Flugzeugbesatzungen oder des Bedienungspersonals von Geräten der funkelektronischen Gegenwirkung erfolgt in den USA an speziellen Geräten. Millionen Dollar werden dafür oder für die Umrüstung funkelektronischer Anlagen ausgegeben, die nach Meinung amerikanischer Spezialisten das funkelektronische System der sozialistischen Staaten nachbilden sollen. Die Ausbildungsgeräte werden zur Imitation taktischer Lagen bei der „Führung" des funkelektronischen Krieges benutzt. Mit ihnen spielt man den Einsatz von Mitteln der funkelektronischen Gegenwirkung im angenommenen Gefechtseinsatz sowie Situationen eines gedachten funkelektronischen Krieges durch.

Auch Geräte, die zur Überwindung des Raketenabwehrsystems in Raketen installiert sind, werden ständig weiterentwickelt und verbessert. Man orientiert sich dabei auf den Einsatz passiver Störungen, auf Störsender, auf unterschiedliche Arten von Scheinzielen und absorbierende Schichten sowie auf sich teilende Gefechtsköpfe der Raketen. Durch den Einsatz solcher Mittel rechnen die Amerikaner, die Funkmeßsysteme, die die Raketenabwehr steuern, zu desorientieren und den Einsatz von Antiraketen zu erschweren.

An Bord von Überwasserschiffen und U-Booten setzt man auch Geräte zur Erzeugung aktiver und passiver Störungen gegen Funkmeßgeräte und hydroakustische Geräte sowie hydroakustische Scheinziele ein. Durch hydroakustische Scheinziele sollen die Beobachter an hydroakustischen Geräten getäuscht werden.

Die imperialistischen Staaten betreiben ständig eine intensive Funkaufklärung gegen die sozialistischen Länder. Diese im Grunde genommen technische Spionage ist darauf gerichtet, technische Parameter der funkelektronischen Mittel der sozialistischen Länder in Erfahrung zu bringen. Dafür setzen die USA und andere imperialistische Staaten Boden-, Flugzeug-, Schiffs- und Satellitengeräte ein. Im einzelnen sind das Breitbandempfänger, Peilgeräte und verschiedene Analysiergeräte. Häufig verletzen Flugzeuge und Schiffe der imperialistischen Staaten die Grenzen der sozialistischen Länder, um Funkspionage zu betreiben. Die auf diese Weise zusammengetragenen Angaben werden unmittelbar bei der Entwicklung neuer Mittel für den funkelektronischen Krieg gegen die sozialistischen Länder ausgewertet.

Diese kurze Übersicht über Entwicklungsrichtungen bei den Mitteln und Methoden des funkelektronischen Krieges in den imperialistischen Armeen zeigt, daß sie sich verstärkt auf die Unterdrückung funkelektronischer Systeme der sozialistischen Länder vorbereiten.*

Bezeichnung der Nachrichtengeräte in den USA

Die Nachrichtengeräte werden nach dem SCR- und dem AN-System bezeichnet.

SCR = Signal Corps Radio;

AN = Army, Navy.

In der Bundeswehr werden die Funkmittel amerikanischer Herkunft ebenfalls nach diesen Systemen gekennzeichnet, wobei die Buchstaben AN wegfallen.

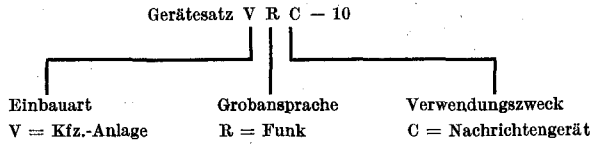
Für Haupt- und Zubehörteile der Nachrichtenmittel verwendet man Kurzbezeichnungen nach dem älteren SCR-System, die aus einem oder zwei Buchstaben bestehen.

Die Zusammenstellung der Funkmittel (Funkgerätesätze) aus einzelnen Haupt- und Zubehörteilen erfolgt nach dem Baukastenprinzip.

Die Bezeichnung der Funkmittel nach dem AN-System setzt sich aus drei Buchstaben und einer willkürlich bestimmten Zahl zusammen.

* Die sozialistischen Staaten verfolgen aufmerksam die Entwicklung funkelektronischer Mittel in den kapitalistischen Staaten. Es wird alles getan, um im Falle einer Aggression den Gegner auch auf diesem Gebiet vernichtend zu schlagen.

Beispiel:



Bedeutung der Dreibuchstabengruppen

Der 1. Buchstabe bestimmt die Einbauart	Der 2. Buchstabe dient zur Grobansprache	Der 3. Buchstabe bezeichnet den Verwendungszweck
A — Flugzeuganlage	A — Infrarot, Wärmestrahlung	A — Zusatzgerät
B — U-Boot-Anlage		B — Bombenwurfgerät
C — als Lufttransportanlage geeignet	C — Trägerfrequenz	C — Nachrichtengerät
D — in ferngesteuerten Trägern eingebaut	D — Strahlungsmessung	D — Peilgerät
F — stationäre Anlage	F — Fotografie	
G — Kfz.-Anlage mit mehreren Einbauarten	G — Telegrafie	G — Feuerleitgerät
	J — Lautsprecher	J — Gegenwirkgerät
	K — Fernmessung	
	L — Gegenwirkung	L — Lichtmeßgerät
	M — Wetterdienst	M — Wartungs- und Prüfgerät
	N — Akustik	N — Navigationsgerät
P — tragbare Anlage		P — Reproduktionsgerät (Bild und Ton)
		Q — Spezialzweckgerät
	R — Funk, Richtfunk	R — Empfangsgerät
S — Schiffsanlage	S — Spezialgerät	
T — halbstationäre Anlage	T — Fernsprecher	T — Sendegerät
U — universell verwendbare Anlage		
V — Kfz.-Anlage	V — Optik	
	X — Bildschreiben, Fernsehen	W — Fernbediengerät

Kennzeichnung der Haupt- und Zubehörteile

AM — Verstärker
AS — Antennenteil
AT — Antenne
BA — Trockenbatterie
BB — Akkumulator
C — Kontroll- und Fernbedieneinrichtung

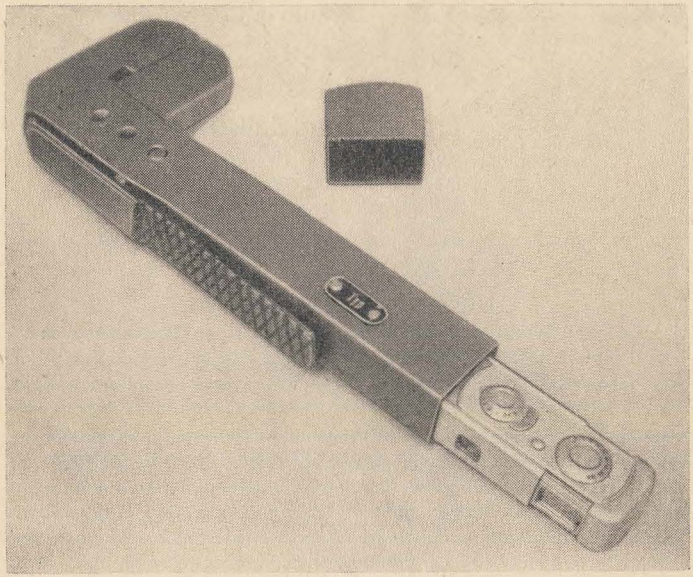
CG — HF-Kabel
CK — Kristallsatz
CV — Frequenz- und Phasenwandler
DY — Umformer
ID — Anzeigegerät
IM — Leistungsmeßgerät
IP — Anzeigegerät mit Katodenstrahlröhre
J — Verteiler und Anschlußgerät
KY — Tastgerät
LS — Lautsprecher
M — Mikrofon
MS — Mast-, Antennenteil
MT — Montagegestell, -rahmen
O — Oszillator
PP — Stromversorgungsgerät
PU — Umformer
R — Funk- oder Funkmeßempfänger
RT — Sende-Empfangs-Gerät
S — Nachrichtenkabine
SB — Vermittlungsschrank
T — Funk- oder Funkmeßsender
TS — Prüfgerät
U — Verbindungsstück für NF

Nachrichtentechnik und Elektronik im Dienste imperialistischer Spionage

Technik und Wissenschaft sind in der Geschichte der Menschheit niemals gesellschaftsneutrale Erscheinungen gewesen. Immer wenn es um ihren praktischen Einsatz ging, stand die Frage: Zum Nutzen oder zum Schaden welcher Klasse werden die Ergebnisse wissenschaftlichen Forschens eingesetzt? Die Feststellung des Marxismus-Leninismus, daß heute der Imperialismus zwar aggressiver, aber nicht stärker geworden ist, spiegelt sich auch in der Tatsache wider, daß in der erbitterten weltweiten Klassenauseinandersetzung unserer Epoche des Übergangs vom Kapitalismus zum Sozialismus die imperialistischen Geheimdienste, insbesondere die der USA und Westdeutschlands, größte Anstrengungen unternehmen, Nachrichtentechnik und Elektronik für ihre verbrecherischen Zwecke einzusetzen.

Dem Buch *Nicht länger geheim* von *Albrecht Charisius* und *Julius Mader* (1969 im Deutschen Militärverlag erschienen) sind folgende interessante Informationen entnommen.

Zu den Mitteln der imperialistischen Spionage und Aufklärung zählt heute ein umfassendes Sortiment elektronischer Geräte, die so konstruiert sind, daß der Agent sie unauffällig in einer Aktentasche, unter der Kleidung, ja selbst in einer Tablette unterbringen kann. Es handelt sich dabei um modernste funkelektronische Geräte, mit denen man unter anderem ohne Einschaltnotwendigkeit Telefongespräche, sogar gesperrte Kanäle mithören bzw. aufzeichnen kann, mit denen Funkrelaisstrecken abzuhören sind oder mit denen sich auf beachtliche Entfernung Parameter von Funkgeräten feststellen lassen. Andere Minigeräte dienen dem Aufspüren und der Intensitätsmessung von Radioaktivität, sie eignen sich damit zum Ausspionieren von Objekten der Kernenergieforschung bzw. -wirtschaft sowie von Produktionsstätten und Lagerstellen für Kernwaffen; selbst der Transport von Kernwaffen kann damit festgestellt werden. Die von den imperialistischen Geheimdiensten miniaturisierte Spionage- und Schnüffelelektronik ist hochspezialisiert. Allein in den USA wurden über hundert Typen kleiner Abhörgeräte — im Volksmund Wanzen genannt — gebaut. Es gibt verschiedene Minimikrofone, Minimagnetbandgeräte,



Minisender und Miniantennen. Sie werden beispielsweise getarnt in Armbanduhren, Kugelschreibern, aber auch in Zuckerstückchen, Oliven oder Kopfschmerztabletten untergebracht. Ihre Batterien sind bei zigarettenschachtelgroßen Geräten bis zu 800 Stunden leistungsfähig. Schon mit briefmarkengroßen Geräten lassen sich Abhöraktionen bis zu 200 m Entfernung durchführen; andere garantieren im freien Gelände das illegale Mithören auf Entfernungen bis zu 5 Kilometern.

Rechtzeitig und systematisch hat der westdeutsche Bundesnachrichtendienst dafür gesorgt, daß die westdeutschen Botschaften, Gesandtschaften und Generalkonsulate mit modernster Technik ausgerüstet sind, die es den diensttuenden Spezialisten erlaubt, Funksprüche in den betreffenden Staaten bzw. aus Nachbarstaaten aufzufangen, abzuhören und zu speichern. In diesem Zusammenhang ist das Vorrücken des westdeutschen Militärattaché-Netzes an die Grenzen der sozialistischen Staaten Europas, vor allem an die der UdSSR, vielsagend.

Die westdeutsche Grenze zur DDR und zur ČSSR ist seit Jahren mit vorgeschobenen Horchfunkstellen des Bundesnachrichtendienstes und Einrichtungen der Bundeswehr-Horchkompanien „gespickt". Erst kürzlich hieß es im Zusammenhang mit den Aktionen der NATO gegen die ČSSR: „So hören BND und Bundeswehr-Aufklärung den gesamten Funk-

sprechverkehr der Russen und der Nationalen Volksarmee in allen Wellenbereichen ab. Spezialisten enttarnen verschleierte Durchsagen ... Noch aus 10 Kilometer Entfernung fängt der amerikanische *G 2* mit Horchinstrumenten in Bunkern entlang der Grenze — so bei Furth im Wald — jedes Geräusch ein. Die ‚großen Ohren' unterscheiden am Motorenlärm die Wagentypen und an Russengesprächen die Nationalitäten (*Der Spiegel*, Hamburg, Nr. 36/1968, S. 82).

An der ausgedehnten Funkaufklärung und -spionage vom Boden der westdeutschen Bundesrepublik und Westberlins aus sind der Bundesnachrichtendienst, die Bundeswehr, der Bundesgrenzschutz und der Verfassungsschutzapparat beteiligt.

Kennzeichnend für den Geheimdienst des deutschen Imperialismus ist schon seit jeher die massenweise, ständig auf Vervollkommnung bedachte Funktechnik als Hauptverbindungsmittel in der Periode der Kriegsvorbereitung bzw. im Kriege selbst. Das OKW-Amt Ausland/Abwehr verfügte 1938/39 im Hinblick auf die faschistische Blitzkriegskonzeption von allen imperialistischen Geheimdiensten über das dichteste Funkagentennetz in Europa, Südamerika, Afrika und Asien. Seit Kriegsbeginn beanspruchten die Agentenfunkgeräte (20, 40 und 60 W) für den Empfangs- und Sendeteil sowie für die Energiequelle das Format eines kleinen Koffers. Im Verlauf des zweiten Weltkriegs wurden diese Geräte größenmäßig so reduziert, daß sie in Brotbeuteln tragbar waren oder sich in großen Holzscheiten verbergen ließen. Ein faschistisches Agentenfunkgerät aus dem Jahr 1944 wies folgende Daten auf: wasserdichtes Leichtmetallgehäuse für Sender bzw. Empfänger 15 cm × 4 cm × 8 cm, Einstellskale für den Frequenzbereich von 3600 bis 6400 kHz; Raumwelle 500 bis 600 km; Bodenwelle 20 bis 25 km. Das Gerät bestand aus Sender, Taste (kleiner als Streichholzschachtel), Empfänger, Hörer und Antenne mit Gegengewicht.

Im SD-Amt IV des *RSHA* soll spätestens seit 1944 ein einzelnes kombiniertes Sprechfunkgerät mit Schnellgebetechnik in Betrieb gewesen sein. Die Sendezeit betrug für rund 2 Schreibmaschinenseiten Text 3/5 Sekunden und galt als funkfahndungssicher.

Diese Beispiele seien nur erwähnt, um sich ein annäherndes Bild über die vom BND auswertbare technische Tradition machen zu können.

Der *Gehlen*-Geheimdienst nahm in Einzelfällen bereits im Jahre 1949 aus der von der USA besetzten Zone Westdeutschlands wieder Ätherverbindungen zu seinen wichtigsten Agenten in Osteuropa auf. Später baute der BND einen Rundspruchdienst auf und aus, mit dem die Geheimdienstzentrale an ihre mit vereinbarten Rufnummern oder Kennwörtern ausgestatteten Einsatzagenten chiffrierte Spionage- und Subversionsaufträge bzw. generelle Anweisungen in Form von Blindfunksendungen durchgibt. In solche Blindfunksendungen kann jeweils eine größere Zahl von Agenten einbezogen werden, wobei der einzelne in tages- und stunden-

mäßig festgelegtem Turnus die Sendungen abhört. Diese bestehen in der Regel aus gemorsten oder gesprochenen Zahlen-Fünfergruppen, die der abhörende Agent mit von der Geheimdienstzentrale gelieferten Kodeblöcken entziffert.

Insbesondere zwischen 1957 und 1961 erweiterte und vervollkommnete der BND seine Blindfunksendenetze. Die Masse seiner Agenten wurde nunmehr in dieses von ihm als schnellstes und, da unpersönlich, als am sichersten eingeschätztes Verbindungssystem einbezogen. Das System der BND-Blindfunksendenetze ist von allen, die von imperialistischen Geheimdiensten in Europa unterhalten werden, das umfangreichste.

Um aber über Funk auch schnell in den Besitz militärischer Spionageergebnisse zu gelangen, verstärkte der BND außerdem die technische Ausrüstung einer gewissen Gruppe seiner Spione für den zweiseitigen Agentenfunk.

Die Verhaftung einer ganzen Reihe von Agentenfunkern in der DDR veranlaßte den BND, durch eine funktechnische Umrüstung seiner Agenten ihr Anpeilen und Auffinden durch die hochentwickelte Funküberwachung der sozialistischen Sicherheitsorgane zu erschweren. Die Funkagenten erhielten modernere Geräte mit größerer Sendeleistung, die sich überdies mit Schnellgebeeinrichtungen koppeln ließen, um die Sendezeit zu verkürzen. Gleichzeitig wurde ein Netz sogenannter Schweigefunker angestrebt, die nach BND-Direktiven erst in Spannungszeiten

aktiv werden. Die halbautomatischen Schnellgebeeinrichtungen mit Kurbel bestehen aus einer Scheibe, an deren Außenseite die entsprechenden Segmente für die Sendezeichen (Zahlen) eingefügt werden. Die Aufnahmekapazität der Scheibe beträgt 20 Zeichen; somit kann eine durchschnittliche Zeichenfolge von 250 je Minute erreicht werden.

Registrierte Spitzenleistungen westlicher vollautomatischer Agentenfunkgeräte mit Schnellgebern betragen je Minute 1500 bis 1800 Zeichen. Durch elektronische Komprimierung des Sendetextes kam man in Einzelfällen sogar bis auf 5400 Zeichen je Minute. Trotzdem ist kein imperialistischer Geheimdienst in der Lage, seinen Agentenfunkern eine „Sicherheitsgarantie" gegen ihre Entdeckung mitzuliefern. Die Geheimdienste, vorwiegend der USA und Westdeutschlands, sind bestrebt, durch solche technische Entwicklungen ihre Agenten vor schneller Entdeckung zu bewahren, die eine räumliche Trennung des Spionagefunkers vom sendenden Funkgerät ermöglichen: Die Lösung geht in Richtung auf hochempfindliche Miniatursender, die gespeicherte Texte mit bestimmbarer Zeitverzögerung automatisch oder auf ein Funksignal hin zu senden beginnen.

Bei der Aggression der USA gegen die Demokratische Republik Vietnam werden mindestens seit 1963 Agentenfunkgeräte erprobt, die in Kooperation von den führenden Elektrokonzernen der USA und Westdeutschlands entwickelt worden sind. Es handelt sich dabei um leistungsstarke Transistorsender mit Textspeicher-Minimagnetband, die auf einer permanentabgehörten Frequenz den aufgegebenen Text etwa 1 Stunde lang immer wieder senden. Um den Standort des Agentenfunkers geheimzuhalten, wird der Sender mit Hilfe eines heliumgefüllten, blaßblaugrauen Ballons aufgelassen, der optisch schwer auszumachen ist. Dieser sich höhen- und seitenmäßig stets ortsverändernde Sender soll jede Anpeilungsmöglichkeit ausschalten. Bei unvorhergesehener Boden- oder Baumberührung bzw. nach Ablauf der vorgegebenen Sendezeit werden Funkgerät und Ballon durch eine eingebaute und entsicherte Sprengkapsel zerstört.

Für lautlose Nachrichtenverbindung in Sichtweite experimentieren imperialistische Geheimdienste mit Geräten, die den Bereich der Infrarotstrahlen nutzen. Die betreffenden Instrumente werden mitunter auch „Strahlungspistolen" genannt. Bei ihrer analytischen Tätigkeit und in ihren Archiven bedienen sich die Geheimdienstzentralen der Lochkartentechnik und der Elektronik. Das Rechen- und Speichervermögen elektronischer Großanlagen wird voll für die Geheimdienstarbeit ausgeschöpft. Das trifft vor allem auf das Pullacher Zentrum des BND zu. Dort sind die entsprechenden Großrechenanlagen unterirdisch in Bunkern installiert.

Den imperialistischen Geheimdiensten fehlen durch die wirksame Spionageabwehr der sozialistischen Staaten wesentliche Einblicke und Materialien auf vielen Gebieten der sich im Sozialismus rasch entwickelnden Gesellschaft. Sie versuchen daher, nach der Mosaikpraxis von Nebenfaktoren auf die von Spionen unerreichbaren Daten zu schließen und wollen diese rechnerisch erarbeiten. Im Pentagon geht man beispielsweise davon aus, das komplexe Geschehen auf wenige quantifizierbare Strukturen von Variablen und Parametern zurückzuführen, so daß für die verschiedensten Kombinationen von Vorgängen und Bezügen verläßliche Wahrscheinlichkeitsvoraussagen gemacht werden können. Für solche Kombinationsoperationen stehen Computersysteme zur Verfügung, die meist von den Elektronikkonzernen *IBM, Honeywell, Univac* und *Control Data* geliefert werden. Eine solche Anlage kostet beispielsweise 3 bis 30 Millionen Dollar. Einige Angaben aus der Praxis der US-Geheimdienstzweige die im Einsatz der Elektronik im imperialistischen Lager führend sind: So kann der Geheimdienstzweig der US-Atombehörde sich des „größten rechnergesteuerten Speichersystems der (westlichen – d. Verf.) Welt" bedienen, nämlich eines Fotodigitalspeichers, der über eine Billion Bits bewältigt. Sein Speicherverfahren erlaubt es, mit einer Katodenstrahlröhre jeweils Millionen Bits auf Filmchips in der Größe 35 mm × 70 mm als Punktkombination unterzubringen. Der militärische Geheim-

dienstzweig verfügt über transportable 8 bis 32 kp schwere Universal rechner mit durchschnittlich 450 bis 3600 integrierten Schaltkreisen. Ihr Informationsvorrat ist in unkompliziert auswechselbaren Magnetkern-Lesespeichern konzentriert.

Das zentrale strategische Nachrichtenarchiv der *CIA* umfaßt rund 50 Millionen Lochkarten, die bzw. deren Speicherbänder sich nach 800000 Indexregistern kurzfristig auswerten lassen. Das *FBI* lagert etwa 150 Millionen Fingerabdrücke in- und ausländischer Bürger, die elektronisch durch Computersysteme ausgewertet werden können. Die *National Security Agency* (USA) soll vierstellige Chiffren im elektronisch-analytischen Verfahren in spätestens einer Stunde berechnen. Seit einigen Jahrzehnten hat die Elektronik auch die gesamte Kryptografie und Kryptoanalyse ständig verfeinert und ihre Arbeitsgeschwindigkeit beschleunigt.

Die von den westdeutschen und amerikanischen Geheimdiensten eingesetzte Nachrichtentechnik und Elektronik ist nur ein Teil des imperialistischen Waffenarsenals, das dazu dienen soll, die Grundlagen der Staatsmacht in den sozialistischen Ländern zu untergraben, die sozialistische Umgestaltung der Gesellschaft zu vereiteln und die Herrschaft des Imperialismus wieder herzustellen. Diese Waffen sind nicht ungefährlich, aber sie sind auch nicht unschlagbar. Stets werden die Sicherheitsorgane der sozialistischen Staaten in enger Zusammenarbeit mit den Werktätigen mit hoher revolutionärer Wachsamkeit, ausgerüstet mit modernsten Mitteln, die verbrecherischen Machenschaften der imperialistischen Geheimdienste entlarven und vereiteln. Und es wird sich zeigen, daß auch auf diesem Gebiet der Imperialismus zwar aggressiver, jedoch nicht stärker geworden ist.

(Bearbeitet von Dipl.-Journ. Günter Wollert)

Werner Stankoweit

Im Takt unserer Zeit — Radio Berlin International

Im industriereichen Südosten der DDR-Hauptstadt Berlin, knapp 800 m Luftlinie von den beiden riesigen Betonschloten des bekannten Kraftwerks Klingenberg entfernt, erstrecken sich die braunroten Klinkerbauten und gelbweiß getünchten modernen Betonfassaden des Funkhauses: Der Sitz der zentralen Programmbereiche des Deutschen Demokratischen Rundfunks.

Das tiefgrüne Wasser des Spreeflusses schwappt ruhig und sacht gegen die mannshohen zementierten Uferwände und spiegelt im gelassenen Rhythmus der Wellen, auf denen ein paar Schwäne wie gelangweilt schaukeln, die riesigen Baufronten des Funkhauses wider. Möwen taumeln kreischend in verwirrendem Flugspiel zwischen Studiofenstern, Uferkante und einer paradiesisch anmutenden, wild verwachsenen Mini-Insel mitten im Spreefluß, verträumt ziehen Lastkähne, von Oder, Wisla und Havel kommend, an diesem wie eine Oase der Ruhe inmitten der Großstadt wirkenden Rundfunkgelände der Hauptstadt vorüber. Ein Panorama der Gelassenheit ...

Der Schein trügt. In diesen für heutige Verhältnisse viel zu eng bemessenen Bauten, Fluren, Zimmern, Korridoren und Höfen sind außer den Einrichtungen der Leitsender des Inlandprogramms von Radio DDR I (seit September 1969 das Informations- und Unterhaltungsprogramm des Deutschen Demokratischen Rundfunks, von den Mitarbeitern kurz IUP genannt), und Radio DDR II, dazu die des Berliner Rundfunks, der Berliner Welle und des Deutschlandsenders untergebracht. Dazu besteht hier als eigener Sender- und Intendanzbereich das Redaktions- und Studiosystem von Radio Berlin International (RBI). Alles zusammen bildet einen hochkomplizierten politisch- und technisch-organisatorischen Mechanismus, der das Funkhausgelände Tag und Nacht mit pulsierendem Leben erfüllt. Taktgeber, so meint man unter dem ersten Eindruck, ist die zentrale Funkhausuhr, nach der sich zur gleichen Zeit sechs Programme richten. Für die RBI-Mitarbeiter zeigt diese Uhr jedoch nicht nur einfach die augenblickliche Tageszeit am eigenen Redaktionstisch oder am Sprecherpult an, sondern sie verlangt stetes zeitrechnerisches Umdenken

im Sinne der Weltzeit, sie erinnert an die Drehung der Erde, an die Zeitdifferenz zwischen MEZ und Zeitzonen der Erde. Denn RBI, die Stimme der Deutschen Demokratischen Republik, sendet in 12 Sprachen der Welt — in Arabisch, Dänisch, Deutsch, Englisch, Französisch, Hindi, Indonesisch, Italienisch, Portugiesisch, Schwedisch, Spanisch, Suaheli — ein täglich insgesamt 51 h und 45 min, d. h. wöchentlich 362 h und 15 min umfassendes aktuellpolitisches Programm rund um den Erdball zur wahrheitsgemäßen Information über die DDR. Je Tag ist RBI 8 h und 39 min lang im Europaprogramm und nochmal 43 h und 15 min lang in 10 Senderichtungen nach Übersee auf 19 Kurzwellen — und einer Mittelwellen-Frequenz „im Äther".

Eine gute Organisation des Redaktionsbetriebes und hohe Arbeitsdisziplin der Mitarbeiter bannt zwar die oft zu Unrecht beschworene „Hektik des Funkhauses", aber unvermeidbar bleibt denn doch die nie abreißende Eile, das zügige Tempo des journalistischen Produktions- und Reproduktionsprozesses zwischen Fernschreiber, Pressearchiv, Redaktionskonferenz und „Argu", wie die alle Redaktionsleiter zusammenfassende Argumentationskonferenz beim Intendanten oder beim Chefredakteur genannt wird. Immer mehr bürgert sich eine sinnfällige gleitende Arbeitsweise über den gesamten Tag zur Ausnutzung des vollen Arbeitstages ein. Denn das deutschsprachige Europaprogramm um 15.00 Uhr, um 19.00 Uhr und um 20.45 Uhr liegt zwar zeitgleich zum Programm der übrigen Sender des Deutschen Demokratischen Rundfunks, zeitgleich auch mit den für Westeuropa und Nordafrika bestimmten Beiträgen in englischer, französischer, italienischer, spanischer, schwedischer, dänischer und arabischer Sprache. Aber die Sendungen für das Überseeprogramm, also für die USA, Kanada, für die Ost- und Westküsten Nordamarikas, für Lateinamerika, für Ost- und Westafrika und Südostasien, müssen zu allgemein ungewohnten Nachtzeiten auf die Bandteller der Studiomaschinen.

Was mittags oder selbst nachmittags noch nicht bekannt, noch nicht sendereif war, erhält durch frische Informationen am frühen Abend schon publizistische Bedeutung für die Nachtsendungen. Das heißt oft „Umwerfen" eines schon fertig konzipierten Programms, heißt Umstellen von Beiträgen, heißt, noch in letzter Minute ein Gespräch oder ein wichtiges Interview wahrzunehmen, „einzufangen", den „Laufplan", den verbindenden Text zwischen verschiedenen Beiträgen, kurzfristig völlig umzuschreiben. Vieles ist planbar. Nicht alles beugt sich dem Plan.

Im Jahr 1970 blickten die RBI-Mitarbeiter auf das 15jährige Bestehen „ihres" Senders zurück. Aus bescheidenen Anfängen zweier, dreier Redaktionen mit einem verschwindenden Dutzend von Mitarbeitern im Jahr 1955, die sich kollegial entschuldigend mit ihren Bändern in die für die übrigen Redaktionen bestimmten Cutterräume „einschmuggelten" („... Beitrag für RBI, Du weißt doch ... übrigens nur zwei Cutter-

stellen, geht blitzschnell . . .“), entwickelte sich inzwischen ein beachtlicher eigenständiger Sender mit eigenen Aufnahmeleitern, die mehrere Sprachen „cuttersicher“ beherrschen. RBI ist heute ein vielgliedriger Stab mit vielen Mitarbeitern, mit einer eigenen zentralen Nachrichtenredaktion, mit hervorragenden Kommentatoren und Sprechern, mit profilierten und erfahrenen Rundfunkjournalisten und Hörerpostredakteuren in den einzelnen Sprachredaktionen. Was die Hörerzusendungen betrifft: Monatlich gehen mehrere tausend Karten, Briefe und Briefpäckchen ein, die entweder in den speziell dazu eingerichteten Sendungen oder schriftlich einzeln beantwortet werden — aus Reykjavik und Ruanda-Urundi, aus Washington und Celebes. Keine Hörerpost ohne Antwort! Ein Grundsatz, den RBI damals, 1955, als Selbstverständlichkeit aus den Tagen der Pioniere der ersten Stunde des Deutschen Demokratischen Rundfunks nach 1945 übernahm.

Unter der Leitung des Intendanten Christoph Kirschnek, eines bewährten, verdienstvollen deutschen Antifaschisten und Widerstandskämpfers, erfüllt RBI seit nunmehr fünfeinhalbtausend Sendetagen einen besonderen Auftrag, der sich in vielerlei Hinsicht von dem der anderen DDR-Sender unterscheidet:

Unter Ausnutzung der für die Kurzwellen typischen Reichweite, die dem Rundfunk neben dem medienspezifischen Vorzug der Gleichzeitigkeit von Sendung und Empfang auch die Möglichkeit der ungehinderten Grenz- und Raumüberwindung verschafft, bietet RBI in 12 Sprachen der Erde gewissermaßen „rund um die Uhr“ ein hochaktuelles, interessantes, attraktives und vor allem politisch wahres Bild von der DDR, ordnet die politischen Erscheinungen in Europa zur besseren Sicht für den ausländischen Hörer richtig ein und informiert wahrheitsgemäß, ohne den Standpunkt eines Senders im Auftrag der deutschen Arbeiterklasse zu verschweigen, über die politischen Realitäten. RBI wirkt als Erstinformant, RBI rückt gerade und baut Zerrbilder imperialistischer Ätherpropaganda über die DDR und die sozialistische Staatengemeinschaft ab, RBI nimmt als erster Rundfunkauslandsdienst im Auftrag der deutschen Arbeiterklasse dem Hörer die unsägliche Mühe des Suchens nach der Wahrheit über die DDR im Dschungel antikommunistischer Lügen und Halbwahrheiten ab und läßt ihn nicht mehr allein in seinem Kampf um Frieden, Demokratie und soziale Gleichberechtigung. RBI zeigt täglich in vielen einprägsamen Bildern das Beispiel der DDR, das Beispiel eines hochindustrialisierten sozialistischen Staates in der Gemeinschaft mit anderen sozialistischen Staaten, zeigt aus der politischen Praxis die Perspektive von Ländern, in denen Arbeiter und Bauern auf der Grundlage des wissenschaftlichen Sozialismus gemeinsam arbeiten, planen und regieren.

Nicht erst jetzt, sondern schon seit langem erfreut sich RBI einer stetig zunehmenden internationalen Beliebtheit. RBI-Programme liegen neben

den Auslandsdiensten von Radio Moskau und Radio Kairo im Feld der beliebtesten Dienste. Und nicht nur die Programme sind beliebt. Halbjährlich schickt RBI, schickt die Redaktion jedes Sprachprogramms ihren Hörern und der von Jahr zu Jahr wachsenden Zahl von RBI-Freunden und Interessenten in aller Welt einen internationalen Sendezeit-Katalog, in dem die jeweils wechselnden Programmzeiten und Sendefrequenzen gemäß den ionosphärischen Gesetzmäßigkeiten der Erde vermerkt und die Sendefolgen mit ihren Nachrichten-Blöcken, ihren Wirtschafts-, Kultur- und Sportmagazinen titelgetreu aufgeführt sind. QSL-Karten, Tips für KW-Antennenbau, Buch- und Zeitschriftenzusendungen in verschiedenen Sprachen gehören zum Hörerservice, dazu die postalische oder die bei DDR-Besuchen mögliche persönliche Auszeichnung mit Geschenken für erfolgreiche Teilnahme an Preisrätselsendungen.

Immer breiter, immer vollkommener und tragfähiger wird diese RBI-„Brücke" zur DDR über Kurzwellen. Zahlreiche RBI-Hörerklubs und Abhörgemeinschaften in asiatischen, afrikanischen und arabischen Ländern stehen mit RBI in langjährigem Kontakt. Sie haben mit RBI nicht nur die Stimme, sondern auch die dem Frieden und dem Sozialismus, der Völkerverständigung und der Sicherheit dienende Außenpolitik unseres Staates kennengelernt und auf ihre Weise die DDR längst anerkannt. Noch mehr: Diese Hörer sind aktive Partner von RBI, sie veranstalten Klubabende, Filmvorführungen und Vorträge über die DDR im Ausland, sammeln Unterschriften für die Anerkennung der DDR und gewinnen neue Hörer des RBI-Programms. Hunderte Hörer z. B. in arabischen Ländern wurden am KW-Empfänger dank RBI zum deutschen Sprachstudium angeregt. Tausende Hörer richten Jahr für Jahr Anfragen an RBI, bitten um die Zusendung von Zeitschriften, Broschüren und Fachbüchern aus der DDR, weil sie mehr wissen wollen, als eine tägliche Halbstundensendung zu vermitteln vermag. Übrigens erscheint für alle RBI-Hörer quartalsweise eine Hörerzeitschrift unter dem Titel „RBI-Journal".

Der azentrische Doppelkreis mit den drei Buchstaben RBI im Kern ist ein Werbebegriff auf den Inseratenseiten führender internationaler Zeitungen und Zeitschriften geworden, und zwar nicht nur zur Zeit von Frühjahrs- und Herbstmessen in Leipzig, sondern auch zu den international vielbeachteten Händel-Festspielen, der Beethoven-Ehrung, den Berliner Festtagen des Theaters, den verschiedensten Kongressen und Tagungen in den Großstädten der DDR, der „agra" in Leipzig-Markkleeberg und der „iga" in Erfurt. Die Mikrofone von RBI sind überall dabei, die Hörer in aller Welt möchten von allem unterrichtet sein. RBI-Sendungen bilden einen sachlichen internationalen Gesprächsgegenstand.

Die hauptsächlich auf aktuellpolitische Information orientierten magazinartigen Halbstundensendungen von RBI schlagen mit jährlich rund 87000 Sendeminuten oder 1450 Sendestunden zu Buche. Ihrer inhalt-

lichen Bestimmung und Eigenart entsprechend vermitteln sie weniger Musik als die übrigen DDR-Sendungen, denn sie sollen ja in erster Linie informieren, zudem geben die Kurzwellen schon aus technischen Gründen dem gesprochenen Wort den Vorzug, so daß die RBI-Sendungen im Vergleich zu denen der übrigen Sender unseres Rundfunks (dort liegt das Wort/Musik-Verhältnis durchschnittlich bei 35,3% Wort und 64,7% Musik) weit mehr vom journalistischen Wortanteil geprägt sind und außerordentlich intensive journalistische Arbeit verlangen.

Ausgesuchte journalistische Fachkader, Menschen mit langjährigen persönlichen Auslandserfahrungen, versiert im Umgang mit dem journalistischen Handwerkszeug, geschult und gereift im Klassenkampf, dazu junge, entwicklungsfähige Journalisten mit ausgezeichneten Fremdsprachenkenntnissen, bilden ein dynamisch sich entwickelndes Senderkollektiv, das seine Fähigkeiten zielstrebig auszubilden und weiterzuentwickeln sucht. Kaum einer der Mitarbeiter ohne abgeschlossene Hochschulbildung, kaum einer der älteren ohne die Verpflichtung zur ständigen organisierten Weiterbildung.

Qualifikation wird bei RBI großgeschrieben. RBI-Reporter haben es schwerer als ihre Kollegen von den Inlandsendern: Nicht immer ist der Interview-Partner beim VEB Pentacon oder im EVW Schwedt ein perfekter Kenner des Schwedischen oder redet muttersprachsischer in arabischer Zunge über einen DDR-Exportschlager. Der RBI-Reporter muß sich politisch-fachlich sicher in der DDR-Problematik bewegen, er muß deutsch fragen, anderssprachig seine Frage übersetzen, deutsch hören, verstehen, umdenken, ausdeuten, rückübersetzen und die nächste Frage deutsch stellen, anderssprachig journalistisch kommentieren, d.h. hörerwirksam, hörergerecht erläutern und werten, um gleich wieder — einer Ergänzung, einem Nachsatz, einem plötzlichen Gedanken des Interviewpartners folgend — Neues zu kommentieren, und zwar überzeugend, wie selbstverständlich, fließend und interessant. Aber keine Reportage darf länger sein als zwei, drei Minuten! Und zwar über Tatsachen und Ereignisse, die dem Hörer in Kenia oder Cartagena, in Caracas oder Cleveland weit weniger (oder bestenfalls verzerrt) bekannt sind als dem DDR-Hörer, der ja das „Neue Deutschland", die „Neue Zeit", das „Bauernecho" oder den „Funkamateur" ständig zur Hand hat und neben fünf heimatlichen Hörrundfunksendern auch noch die „Aktuelle Kamera" einschalten kann. Der RBI-Reporter muß stets Null oder fast Null als beim Hörer bekannt voraussetzen. In jeder Sendung, zu jeder Stunde, an jedem Tag. Und RBI sendet schon über 15 Jahre ...

Seit über 15 Jahren hilft RBI, der DDR, der politischen Ausstrahlungskraft unseres Landes, auch im Äther internationale Geltung zu verschaffen. RBI hat Anteil an dem guten Ruf der DDR, RBI versteht sich als ihre politische Visitenkarte im Äther. Auch von den RBI-Reportern und Sprechern geht jener Impuls aus, der beim ausländischen Hörer

Interesse, Gefallen, Anteilnahme, Geschehensspannung, Zustimmung, Überzeugtheit und politische Entscheidungsmotivationen auslöst.

„This is Radio Berlin International . . ." — „Ici Radio Berlin International . . ." — „Här är Radio Berlin . . ." — „Habla Radio Berlin . . ." — so spricht in 12 Sprachen eine für Millionen Menschen in der Welt vertraut gewordene Stimme, zum Umdenken bewegend, Anerkennung festigend, über ein wahrhaftes Wunder berichtend.

Frequenzen von Radio Berlin International

Sendungen für Europa
6080 kHz 49,34 m
6115 kHz 49,06 m
7185 kHz 41,75 m
7300 kHz 41,10 m
9730 kHz 30,83 m

Sendungen für Nahost und Südarabien
9730 kHz 30,83 m
15200 kHz 19,74 m
15240 kHz 19,69 m
15255 kHz 19,66 m
17740 kHz 16,91 m
17755 kHz 16,90 m
17830 kHz 16,83 m
21520 kHz 13,94 m

Sendungen für Nordwestafrika
9530 kHz 31,48 m
15130 kHz 19,83 m

Sendungen für Zentralafrika
15140 kHz 19,82 m
21600 kHz 13,89 m

Sendungen für Westafrika
15255 kHz 19,66 m
15340 kHz 19,56 m
21475 kHz 13,97 m

Sendungen für Ostafrika
15170 kHz 19,78 m
17700 kHz 16,95 m
21540 kHz 13,93 m

Sendungen für Nordamerika (Ostküste)
9730 kHz 30,83 m
11890 kHz 25,23 m

Sendungen für Nordamerika (Westküste)
11840 kHz 25,34 m
11970 kHz 25,06 m
15450 kHz 19,42 m

Sendungen für Lateinamerika
11785 kHz 25,46 m
11820 kHz 25,38 m
15450 kHz 19,42 m

Sendungen für Südostasien
17700 kHz 16,95 m
17830 kHz 16,83 m
21465 kHz 13,98 m
21540 kHz 13,93 m

Zur Theorie und Praxis der Meteorscatter-verbindungen

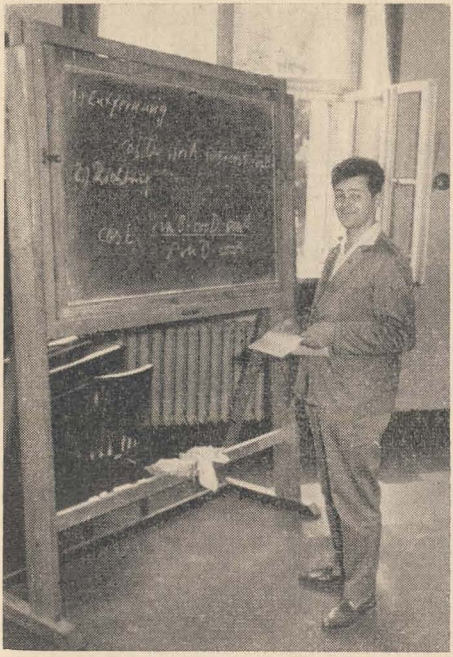
Gerhard Wagner — DM 2 BEL

Die Meteore, auch *Sternschnuppen* genannt, haben schon im Altertum die Aufmerksamkeit der Menschen erregt. Bereits in früheren Jahren hat man bemerkt, daß diese Erscheinungen mit wechselnder Stärke auftreten. Oft waren diese am Nachthimmel dahinschießenden Lichtpunkte so gering an Zahl, daß man ihnen — selbst in den Reihen berühmtester Forscher — noch vor 200 Jahren kaum Beachtung schenkte. Allerdings gab es dann und wann Nächte, in denen der Himmel von „kosmischem Feuer" überflutet schien, so zahlreich flogen die „Sternschnuppen" dahin. Die Völker betrachteten je nach ihrem Kultur- und Bildungsstand mit Verwunderung oder Schrecken solche Naturereignisse, ihre mehr oder weniger abergläubischen Betrachtungen daran knüpfend ...

Daß es ausgeprägte Häufungen, Ströme von Sternschnuppen gibt, wurde also schon vor langer Zeit bemerkt. Aber erst im Jahre 1800, nicht zuletzt angeregt durch die äußerst zahlreichen und intensiven Einfälle im Jahre 1799, begannen Wissenschaftler, sich eingehender mit diesem Problem zu beschäftigen. Sie führten die ersten Höhenbestimmungen an Sternschnuppen durch und stellten fest, daß diese Erscheinungen einer sehr hohen Schicht angehörten und ihre hohe Geschwindigkeit auf kosmischen Ursprung hinwies. Auf Grund dieser Beobachtungen registrierte man die wichtigsten jährlich wiederkehrenden Meteorströme.

Der auffälligste dieser Ströme ist der im August vom Sternbild des Perseus ausgehende. Für den Novemberstrom, der die großen Sternschnuppenfälle von 1799 und 1833 ergeben hatte, war als Ausgangspunkt das Sternbild des Löwen erkannt worden. Die Lage dieser Ausstrahlungspunkte zwischen den Sternen führte zur Benennung der einzelnen Ströme: z. B. die *Perseiden*, die *Leoniden*, die *Lyriden* (April; Sternbild der Leier), die *Orioniden* (Oktober; Sternbild des Orion), die *Geminiden* (Sternbild der Zwillinge) usw.

Schon sehr früh bildete sich die Theorie, daß Meteorströme durch Zerfall von Kometen entstehen. Nichts lag also näher, als das ganze Sternschnuppenphänomen als Kometenzerfall zu erklären. Neben diesen Meteorströmen nahm man noch sogenannte *sporadische* Ströme an.



OM G. Wagner, DM 2 BEL hält vor Funkamateuren einen Vortrag über seine Meteorscatterverbindungen auf dem 2-m-Band

Darunter verstand man weniger Irrläufer (die etwa durch Störungen in stark veränderte Bahnen gedrängt worden waren) als vielmehr Meteore, die zu schwachen, schwer nachweisbaren Strömen gehören. Darüber hinaus gibt es wahrscheinlich Ströme, deren Komet noch gar nicht gefunden wurde oder der infolge Bahnveränderung nicht mehr als zugehörig erkennbar ist.

Es gibt Meteorströme, deren Aktivität sich über mehrere Wochen erstreckt. Die November-*Tauriden* sind wenigstens einen Monat lang aktiv, das System der *Scorpius-Sagittarius*-Ströme im Juni/Juli noch länger. Im Gegensatz dazu hält die Aktivität der *Leoniden* und *Lyriden* jeweils nur 1 Tag an [1].

Plant man eine Meteorscatterverbindung, so interessiert in erster Linie neben Entfernung und Richtung (auf deren Berechnung noch eingegangen wird) das Maximum des betreffenden Stromes, der für die Verbindung ausgenutzt werden soll. Diesen Termin kann man Tabelle 1 entnehmen. Da das Maximum aber meist nur auf einen Tag fällt und eine MS-Verbindung nur in den seltensten Fällen an einem Tag zustande kommt, ist

es notwendig, mehrere Testtage mit dem Partner zu vereinbaren, d.h. vor dem Maximum und einen Tag danach. Natürlich spielt auch die Entfernung, die überbrückt werden soll, eine Rolle. Die Berechnung von Entfernung und Arbeitsrichtung wird dem interessierten OM sicher bekannt sein [3];

$$\cos D = \sin A \cdot \sin B + \cos A \cdot \cos B \quad \cos C. \tag{1}$$

Zur Erinnerung sei erwähnt, daß
A = geografische Breite (eigene),
B = geografische Breite des Partners,
C = Längendifferenz in Grad und Minuten,
D = Entfernung in Grad und Minuten,
E = Richtung in Grad und Minuten
ist; 1 Grad = 111,3 km und 1 Minute = 1,855 km (1 nautische Meile).

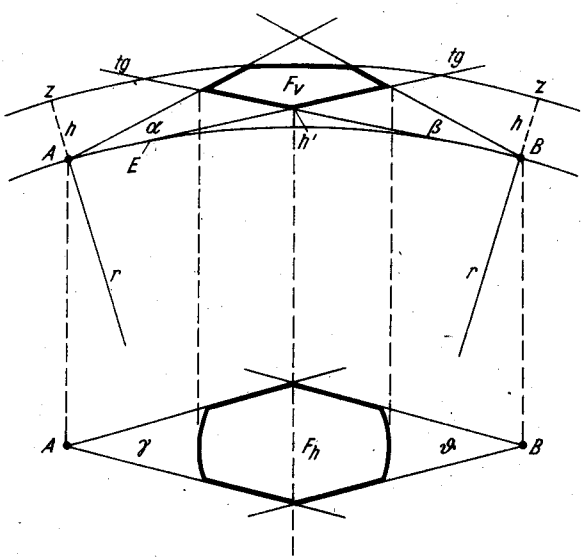


Bild 1 Grafische Darstellung der aktiven Meteoreinfallflächen im Aufriß und Grundriß — E = Erdoberfläche, A und B = Stationen mit Antennen in wahrer Richtung, $A \cdots B$ = Entfernung, h = durchschnittliche Höhe der Meteore (~ 100 km), h' = Tangentenschnittpunkt etwa 22 km, tg = Tangenten (Horizont), r = Erdradien, F_v = vertikale aktive Fläche (Aufriß), F_h = horizontale aktive Fläche (Grundriß), α, β = vertikale Öffnungswinkel der Antennen, γ, δ = horizontale Öffnungswinkel der Antennen (die Öffnungswinkel beider Antennen wurden der Einfachheit halber gleich groß angenommen)

Die Antennenrichtung errechnet sich nach der Gleichung

$$\cos E = \frac{\sin B - \cos D \cdot \sin A}{\sin D \cdot \cos D} . \qquad (2)$$

Schon in [3] wurde die Möglichkeit erwähnt, die theoretische Meteoreinfallfläche zu beeinflussen. Bild 1 zeigt die grafische Darstellung der aktiven Einfallfläche im Auf- und Grundriß. Punkt A und Punkt B entsprechen den beiden testenden Stationen. F_v ist die aktive vertikale, F_h die aktive horizontale Einfallfläche. Winkel α und β verdeutlichen den vertikalen Antennenöffnungswinkel, während Winkel γ und δ den horizontalen Öffnungswinkel beider Antennen darstellen. Der Einfachheit wegen wurde für beide Antennen der gleiche Öffnungswinkel gewählt. Die durchschnittliche Höhe der durch einfallende Meteore erzeugten ionisierten Schicht liegt bei etwa 100 km. Das Beispiel nach Bild 1 zeigt, daß es möglich ist, die gedachte Einfallfläche durch Vergrößern des horizontalen Antennenöffnungswinkels zu beeinflussen. Das könnte zum Beispiel durch die Verwendung einer Gruppenantenne erfolgen, die gegenüber der *Lang-Yagi* bekanntlich einen größeren horizontalen Öffnungswinkel hat. Man sollte jedoch immer berücksichtigen, daß der Gewinn der Antenne keinesfalls zu klein sein darf, da es sich teilweise um sehr geringe Feldstärken handelt, die empfangen werden sollen!

Außerdem läßt sich, wie Bild 2 zeigt, die aktive Einfallfläche beeinflussen, indem man die Antenne etwas von der direkten Richtung abdreht.

Bild 2a zeigt beide Antennen direkt aufeinander gerichtet; dadurch ergibt sich eine Einfallfläche von 5/5.

Bei Bild 2b sind beide Antennen um den halben Öffnungswinkel nach der gleichen Seite abgedreht; das ergibt eine Vergrößerung der Einfallfläche auf 6/5.

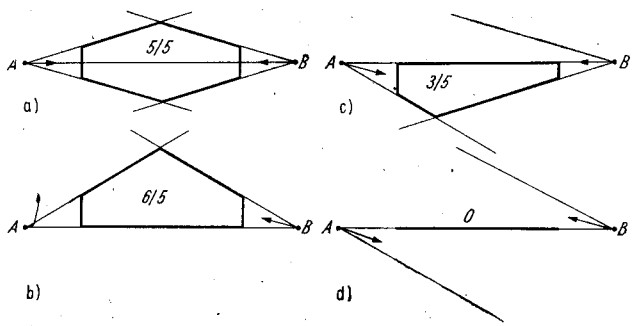


Bild 2 Die aktive Einfallfläche, F_h in Abhängigkeit von der Antennenrichtung

Bild 2c zeigt Antenne *B* in direkter Richtung, während Antenne *A* um den halben Öffnungswinkel abgedreht ist; die Einfallfläche hat sich auf 3/5 verringert.

Bei Bild 2d ist die Einfallfläche *O*, da beide Antennen um den halben Öffnungswinkel entgegengesetzt abgedreht wurden.

Daß es sich bei dieser Darstellung lediglich um eine theoretische Annahme handelt, beweist die Praxis. Ein Test mit *EI 2 W* verlief wie folgt: In der ersten Testperiode gab es keinen nennenswerten Erfolg, so daß ein weiterer Test im gleichen Monat — während der Perseiden — vereinbart wurde. Leider erfolgte kein Bescheid, und zur vereinbarten Zeit kamen auch keine Signale aus Irland. Am zweiten Testtag setzten jedoch plötzlich sehr starke *pings* und *bursts* ein. Signale mit etwa s 7 bis s 8 waren oft und lange zu hören; sie kamen aber nicht von *EI 2 W*, sondern von *SMØCPD*, der mit *OE 5 XXL* testete. Dieses Beispiel beweist, daß man auch bei weiter als um den halben Öffnungswinkel abgedrehten Antennen sehr gute lautstarke Signale empfangen kann. Denn erstens werden die einfallenden Meteore über einen großen Raum verteilt wirksam, zweitens empfängt man ja nicht nur Signale aus der Hauptstrahlrichtung der Antenne, sondern auch aus den Richtungen der Seitenzipfel der Antennencharakteristik.

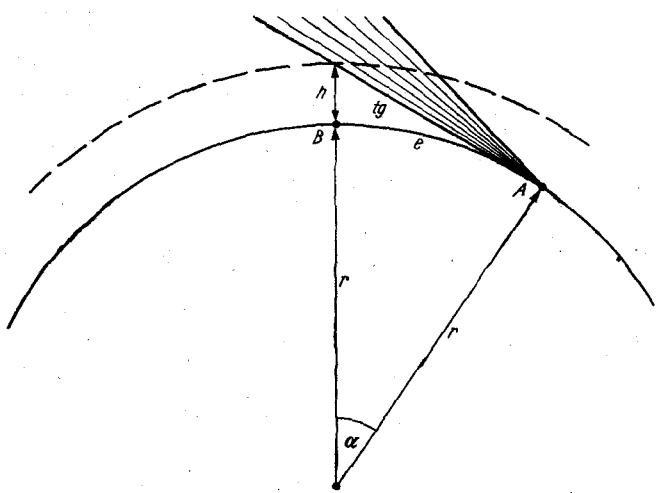


Bild 3 *Darstellung der Entfernung, die sich mit MS-Verbindungen überbrücken läßt — A = Antenne in Richtung B, tg = Tangente zur Erdoberfläche (optische Sicht), h = durchschnittliche Meteorhöhe = 100 km, r = Erdradius = 6375 km, α-Winkel der beiden Erdradien von A—B, e = durchschnittliche Maximalentfernung*

Trotzdem muß man bestrebt sein, möglichst die genaue Richtung zum Partner zu wählen, wenn eine erfolgreiche Verbindung zustande kommen soll.

Wie groß ist die maximale Entfernung, die via *MS* überbrückt werden kann? Die ausgezogene Linie (Bild 3) stellt die Erdoberfläche dar, die unterbrochene Linie die durchschnittliche Meteorhöhe, die gleichzeitig die reflektierende Schicht ist und für die Berechnung der maximalen Entfernung mit einer Höhe von 100 km angenommen wird. Das schraffierte Feld stellt den vertikalen Öffnungswinkel der Antenne dar. Der linke Schenkel des vertikalen Öffnungswinkels steht senkrecht auf dem Erdradius (Tangente an die Erdoberfläche). Auf diese Weise entsteht ein rechtwinkliges Dreieck. Winkel α läßt sich aus der Cosinusfunktion

$$\cos \alpha = \frac{r}{r + h} \tag{3}$$

berechnen. Die Länge des zu diesem Winkel gehörigen Bogens e ist die Entfernung von Station A zu Punkt B. Soll die Maximalentfernung überbrückt werden, so müssen sich beide Tangenten an der angenommenen Reflexionsschicht schneiden. Für die Gegenstation entsteht dann der gleiche Bogen, das gleiche Dreieck, so daß sich die maximale Entfernung wie folgt berechnet:

$$\cos \alpha = \frac{6375}{6475} = 0{,}98455,$$

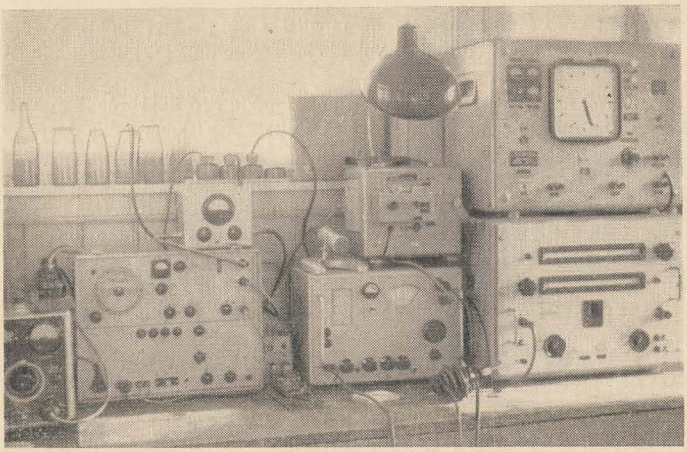
$$\alpha = 10°5' = 605',$$

$$e = 605 \cdot 1{,}855 = 1122 \text{ km},$$

$1120 \cdot 2 +$ Beugungsfaktor δ (20 bis 40 %) $\approx$ 2600 bis 2700 km.

Die für Meteorscatterverbindungen erforderliche Stationsausrüstung soll aus einem frequenzstabilen UKW-Empfänger (144···146 MHz) mit einer ZF-Bandbreite von etwa 2 kHz bestehen. Ein gutes NF-Filter leistet auch bei MS gute Dienste. Der Sender sollte mindestens 100 W Input haben; ein Mehr schadet keinesfalls! Ein quarzstabilisierter Oszillator in einem einwandfrei funktionierenden Thermostaten ist erforderlich. Bezüglich der Antenne gilt, daß sich die *Lang-Yagi* (10 bis 15 Elemente mit 13 bis 17 dB Gewinn) bei vielen OMs als die brauchbarste für MS erwiesen hat. (Der Verfasser verwendete allerdings seit Beginn seiner UKW-Tätigkeit nur *Yagi*-Antennen.) Äußerungen und Stationsangaben einiger MS-Leute, wie *UA 1 DZ, EA 4 AO, OK 2 WCG, DL 3 YBA, LZ 1 BW, SV 1 AB, YO 7 VS,* bestätigen diese Erfahrungen bezüglich der *Lang-Yagi*.

Des weiteren sollte man die empfangenen Signale mit einem Magnetbandgerät aufnehmen, das möglichst 2 Geschwindigkeiten hat, um auf diese Weise die Signale mit der halben Aufnahmegeschwindigkeit abhören zu können. Außerdem sollte jede MS-Station über die Möglichkeit



Die Stationsausrüstung von DM 2 BEL, die er 1965 für Meteorscatterverbindungen benutzte; v. l. n. r. Regeltrafo, 2-m-Sender, darauf Stehwellenmesser, Taste, dahinter Mikrofonverstärker-Netzteil, 2-m-Empfänger, darauf Mikrofon und Lochstreifengeber, Wellenmesser 3010, darauf eine Kleinquarzuhr (VEB Funkwerk Erfurt)

verfügen, exakt die eigene Frequenz sowie die des Partners messen und kontrollieren zu können. Die Tastgeschwindigkeit muß bei etwa 200 BpM liegen. Die Tastung des Senders erfolgt am besten mit einem Rekorder, mindestens aber mit einem Magnetbandgerät. Weiterhin gehört zur Stationsausrüstung ein Empfänger, mit dem ein Zeitzeichen empfangen werden kann (Radio DDR sendet zu jeder vollen Stunde ein Zeitzeichen). Das „Zeiteisen" muß nicht unbedingt eine Quarzuhr sein. Es genügt eine genau gehende Stoppuhr mit 60-Sekunden-Teilung.

Selbstverständlich sollte es für jeden OM sein, den Test bis zum Ende konsequent durchzuführen! Selbst dann, wenn nichts empfangen wird! Das ist man dem QSO-Partner schuldig.

Die Praxis der MS-Verbindungen läuft wie folgt ab: Beide Stationen senden ab Start beide Calls, z. B. *UA 1 DZ DM 2 BEL UA 1 DZ DM 2 BEL* ... Das *de* wird neuerdings nicht mehr verwendet, da es keinen Informationswert hat. Sobald die ersten Signale (z. B. nur Teile der Calls) empfangen worden sind, kann mit der Sendung des Rapports begonnen werden, z. B. *UA 1 DZ DM 2 BEL s25 s25 s25 s25 UA 1 DZ DM 2 BEL s25 s25 s25 s25* ... Das Zeitverhältnis Calls–Rapport soll 1:1 sein! Wurde der Rapport des Partners empfangen, so wird der Text in *UA 1 DZ DM 2 BEL R 25 R 25 R 25 R 25* ... geändert. Wurde der *R*-Rapport oder schon das *RRR* von der Gegenstation aufgenommen,

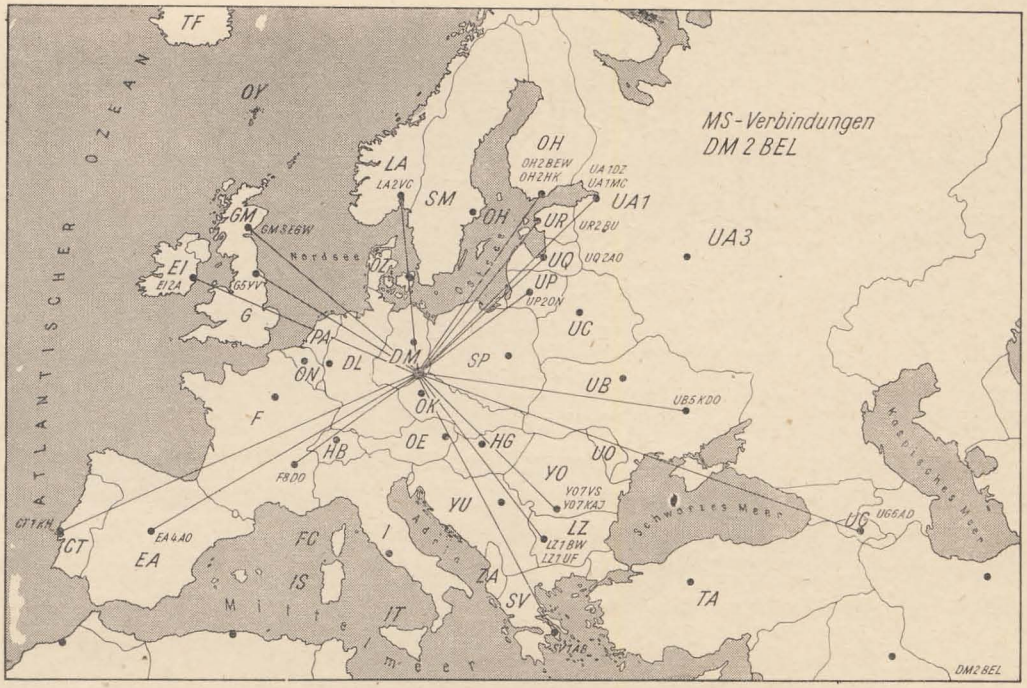

MS-Verbindungen
DM 2 BEL
ATLANTISCHER OZEAN
Nordsee
Ostsee
Mittelmeer
Schwarzes Meer
Kaspisches Meer
Adria
TF
OY
GM
GM SLGW
EI
EI2A
G5VV
G
LA
LA2VC
SM
OH
OH2BEW
OH2HK
UA1DZ
UA1MC
UA1
UR
UR2BU
UA3
UQ
UQ2AO
UP
UP2ON
UC
PA
DL
DM
SP
ON
UB
UB5KDO
F
OK
OE
HG
UO
HB
F8DO
YO
YO7VS
YO7KAJ
VU
LZ
LZ1BW
LZ1UF
UG
UG6AD
GI7KH
EA4AO
CT
EA
FC
I
IS
IT
ZA
SV
SV1AB
TA
DM2BEL

Bild 4

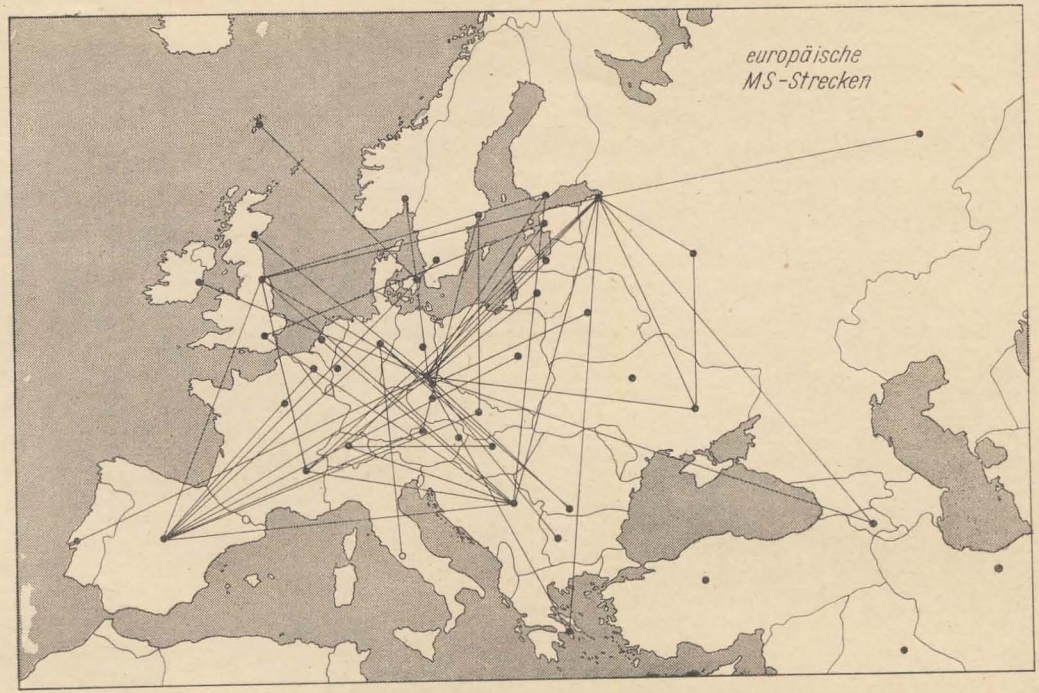


Bild 5

dann wird ebenfalls nur *RRR RRR RRR RRR* . . . gesendet. Damit ist die Sache „gelaufen" und das QSO perfekt! Selbstverständlich schickt man dem Partner die QSL sowie einen ausführlichen Bericht über die empfangenen Signale per Einschreiben zu.

Abschließend ein Blick auf die bisher vom Verfasser hergestellten MS-Verbindungen (Bild 4).

OH 2 HK, UA 1 DZ, UR 2 BU, UA 1 MC, LZ 1 BW, F 8 DO, G 5 YV, EA 4 AO, SV 1 AB, UB 5 KDO, UP 2 OU, GM 3 EGW, YO 7 VS, YO 7 KAJ, EI 2 A, UG 6 AD, LA 2 VC, UQ 2 AO, OH 2 BEW, LZ 1 UF, CT 1 KH.

Ohne ein komplettes QSO herstellen zu können, testete der Verfasser mit *UP 2 ON, UP 2 KNP, YU 1 EXY, EI 2 W, CT 1 NB, EA 1 AB* u. *UC 2 AA.*

Bild 5 gibt einen Überblick über die wichtigsten bekannten MS-Verbindungen in Europa. Die überbrückten Entfernungen liegen sämtlich zwischen 1000 und 2500 km.

Literaturverzeichnis

[1] *Prof. Dr. Hoffmeister:* Meteorströme, Verlag Werden und Wirken, Weimar
[2] Tabelle 1, zusammengestellt von einem schwedischen Astronomie-Professor
[3] *Wagner, DM 2 BEL:* Die Ausnutzung von Reflexionen an Meteorbahnen zu Funkverbindungen mit Überreichweiten, FUNKAMATEUR 14 (1965), Heft 1, S. 21
[4] UKW-Berichte und DL-QTC

Die Bodenstation für Nachrichtensatelliten

Ein wichtiges Problem der modernen Funkelektronik besteht darin, Systeme zu schaffen, die den direkten, störarmen Empfang von Fernsehsignalen über große Entfernungen durch künstliche Erdsatelliten ermöglichen. Um den Empfang solcher Signale sicherzustellen, braucht man hochwertige Antennenanlagen mit großen Parabolspiegeln und komplizierte Empfangssysteme. Man kann Antennenabmessungen verringern (damit auch die Kosten für die Bodenempfangsstationen senken), wenn man

— die Senderleistung im Erdsatelliten steigert oder
— die Empfindlichkeit und die Störsicherheit der Empfangseinrichtungen erhöht.

Eine Empfindlichkeitssteigerung des Empfängers durch größeren Verstärkungsgrad ist über ein bestimmtes Maß hinaus praktisch nicht möglich; denn mit zunehmender Verstärkung des Eingangssignals macht sich das Eigenrauschen des Empfängers bemerkbar. Das Eigenrauschen des Empfängers bestimmt also die Empfindlichkeit der gesamten Anlage. In jüngster Zeit wurden für UHF-Empfangseinrichtungen rauscharme parametrische Verstärker als Eingangsverstärker entwickelt und eingesetzt. In ihnen wird kein Elektronenstrom verursacht, so daß die Hauptursache für das Rauschen bei elektronischen Verstärkern entfällt. Bei parametrischen Verstärkern erreicht man die Verstärkung durch periodische Kapazitätsänderungen einer Halbleiterdiode. Als Rauschquelle kommt deshalb nur der Verlustwiderstand des Schwingkreises und der der Diode in Frage. Da die Diode wie eine nichtlineare Kapazität arbeitet (an der Diode liegt eine negative Vorspannung, damit kein Strom fließt), ist auch (durch den Schwingkreis verursacht) das Rauschen minimal, und der geringe Verlustwiderstand der Diode bewirkt, daß nur ein geringes Thermorauschen auftritt.

Um die Empfindlichkeit von Empfangsanlagen weiter zu steigern, setzt man gekühlte parametrische Verstärker ein. Mit zunehmender Kühltemperatur nimmt das Rauschen ab.

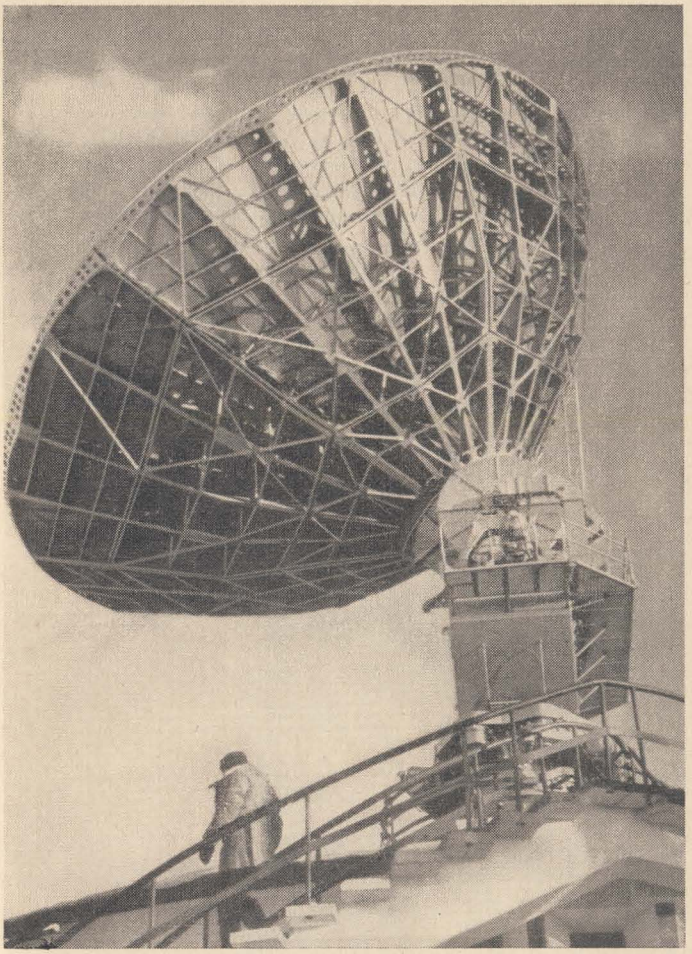


Bild 1 Über ein Netz von Empfangsstationen werden in den entfernten Gebieten der UdSSR die Sendungen über den Nachrichtensatelliten „Molnija" empfangen

Der Einsatz von rauscharmen Verstärkern mit hohem Verstärkungsfaktor in UHF-Empfangsgeräten löst das Problem einer wirkungsvollen Trennung des Nutzsignals vom Rauschen noch nicht allseitig. Besonders schwierig zu lösen ist dieses Problem bei der Übertragung von Signalen mit künstlichen Erdsatelliten. Hinzu kommt, daß bei Systemen, die für den Betrieb von Sendern und anderen Empfängern an einer gemeinsamen Antenne vorgesehen sind, bei denen an den Empfängereingang zusätzliche Elemente, wie Ferritteile, Resonanzfilter u. a., angeschaltet werden, sich der Rauschpegel der Empfangsanlage erhöht.

Aus allem bisher Gesagten ergibt sich, daß sich eine maximale Empfindlichkeitssteigerung des Empfangssystems nur durch Senken des Gesamtrauschpegels *sämtlicher Elemente und Baustufen* auf ein Niveau unter dem der Antenne erreichen läßt.

Mit dem Problem, äußerst empfindliche Empfangsanlagen zu schaffen, mit denen Fernseh- und Fernsprechsignale über große Entfernungen von kleinen Antennen empfangen werden können, beschäftigte sich seit 1957 der junge sowjetische Wissenschaftler *Wladimir Nikolajewitsch Alfejew.* In Zusammenarbeit mit anderen Spezialisten, wie *A. W. Iwanzow, J. W. Korenjew, B. M. Lebed* u. a., arbeitete er ein Prinzip aus, nach dem

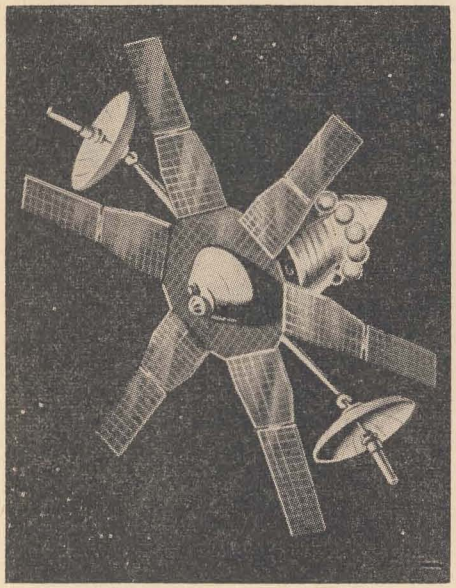


Bild 2
„Molnija 1" während des Fluges im All

man Empfangsanlagen aufbauen kann, bei denen man die spezifischen Eigenschaften stark unterkühlter Stoffe ausnutzt. Die Kühltemperaturen erreichen dabei Werte nahe 78°K (Siedepunkt von flüssigem Stickstoff) und darunter.

W. N. Alfejew löste das Problem hochempfindlicher Empfangsgeräte auf besondere Weise. Er entwickelte die Idee integrierter kryoelektronischer Anlagen, die nicht nur eine, sondern mehrere Funktionen erfüllen können, so z. B. die Trennung, die Verstärkung, die Schwingungserzeugung, die Umwandlung der Signale u. a. Die Empfindlichkeit einer solchen Anlage ist 20- bis 40mal höher als die rauscharmer *Wanderfeld-Röhren*. W. N. Alfejew begründete den Aufbau polyfunktionaler kryonischer Empfangsanlagen auf die komplexe Ausnutzung verschiedener Eigenschaften fester Körper bei niedrigen Temperaturen.

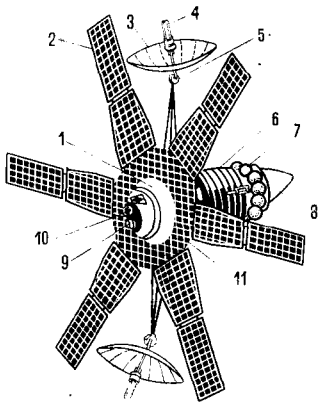


Bild 3
Der Nachrichtensatellit „Molnija 1";
1 — hermetisch abgeschlossenes Gehäuse,
2 — Sonnenbatterien,
3 — Richtantenne,
4 — Geber für die Orientierung der Antenne zur Erde,
5 — Antennenantrieb,
6 — Kühler,
7 — Organe zur Lagestabilisierung,
8 — Triebwerk für Bahnkorrektur,
9 — Orientierungsgeber zur Bahnkorrektur,
10 — Orientierungsgeber zur Sonne,
11 — Heizplatte zur Thermoregulierung

Eine der hervorragenden Eigenschaften fester Körper bei niedrigen Temperaturen ist die *Supraleitfähigkeit*. Beim Übergang des Metalls aus dem leitenden in den supraleitenden Zustand wird der elektrische Widerstand nahezu 0. Dabei entfällt die den Widerstand mit verursachende Elektronenstreuung. Durch die niedrigen Temperaturen wird auch gleichzeitig die Wärmebewegung der Elektronen herabgesetzt. Zu diesen Erscheinungen bei der Supraleitfähigkeit gesellen sich noch weitere: Verdrängung des Magnetfelds aus dem Metall, hohe Beweglichkeit der Ladungsträger in Halbleitern, zunehmende Nichtlinearität der U/I-Kennlinie eines idealen pn-Übergangs, Wachsen der magnetischen Energie in Ferriten u. a. Auf der Grundlage dieser Eigenschaften fester Stoffe im Zustand der Supraleitfähigkeit kann man Empfangsanlagen schaffen, die

kein Thermorauschen aufweisen und die darüber hinaus bedeutend weniger Verluste in den Funktionselementen des Empfangstrakts aufweisen.

Betrachten wir jetzt den Einfluß der Kühltemperatur auf die physikalischen Parameter einzelner Elemente eines kryoelektronischen Geräts. Ein hochempfindliches, störarmes Empfangssystem erfordert am Eingang ein Filter, das die Aufgabe hat, die hohe Trennschärfe des Eingangsverstärkers zu sichern. Diese Bedingung muß besonders bei der Konstruktion von Empfängern, die gemeinsam mit dem Sender an einer Antenne arbeiten, berücksichtigt werden.

Eine hohe Trennschärfe (Selektivität) des Eingangsfilters erreicht man durch Bandbreiteneinengung. Hierzu dienen Resonatoren, die aber wiederum das Thermorauschen erhöhen. Die Rauschtemperatur eines Filters aus n Resonatoren, das dem Verstärkereingang vorgeschaltet ist, kann nach der Formel

$$T_{\text{Rauschen}} = T_{\text{Fi}}\left[2\sum_{k=1}^{n}\frac{Q_{\text{kRes}}}{Q_{\text{ok}}} + C\left(1 + 2\sum_{k=1}^{n}\frac{Q_{\text{kRes}}}{Q_{\text{ok}}}\right)\right]$$

berechnet werden; T_{Fi} — Betriebstemperatur des Filters, Q_{kRes} — Güte des belasteten k-ten Resonators, Q_{ok} — Güte des unbelasteten k-ten Resonators, C — Koeffizient, der die Rauscheigenschaften des Eingangsverstärkers kennzeichnet.

Aus der Formel ist ersichtlich, daß die Rauschtemperatur nur durch Kühlung (durch Verringerung von T_{Fi}) und durch eine erhöhte Güte der unbelasteten Resonatoren gesenkt werden kann. Werden die Resonatoren unter einen bestimmten Pegel (unter die *Debye*sche Temperatur) gekühlt, so steigt die Güte sprunghaft. Die Ursache liegt in einer starken Senkung des Widerstands der Resonatorwände.

Wie wirkt sich die hohe Kühltemperatur auf den Betrieb der Ferriteinrichtungen aus? Die Rauscheigenschaften von Einrichtungen mit gewöhnlichen Ferriten (die eine Steinstruktur haben) verschlechtern sich mit zunehmender Kühlung. Die Verluste wachsen, die Kopplung verringert sich. Durch eine besondere Auswahl der Ferritmaterialien und durch eine spezielle Technologie bei ihrer Herstellung kann man Ferrite herstellen, die bei Unterkühlung ihre Eigenschaften nicht nur behalten, sondern sogar verbessern. Geräte, die mit polykristallinen Ferriten in Granatstruktur ausgestattet sind, können in einem sehr breiten Bereich niedriger Temperaturen betrieben werden.

Die Mischstufe einer hochempfindlichen Empfangsanlage zeichnet sich bei niedrigen Temperaturen dadurch aus, daß die Umwandlungsverluste abnehmen. Sie hat außerdem einen geringen Rauschpegel und weist eine hohe Betriebssicherheit auf. Dadurch ergibt sich die Möglichkeit, die Mischstufe bei kleinen Verstärkungsfaktoren der Eingangsverstärker zu be-

treiben. Auf diese Weise erhöht sich die Betriebssicherheit der Eingangsverstärker.

Polyfunktionale kryoelektronische Geräte sind als eine Einheit aufgebaut und in einem hermetisch abgeschlossenen Behälter, dem *Kryostat*, untergebracht. Die elektrischen Parameter weisen sehr hohe Werte auf. Sie lassen sich mit den bekannten Methoden der Elektronik nicht erreichen.

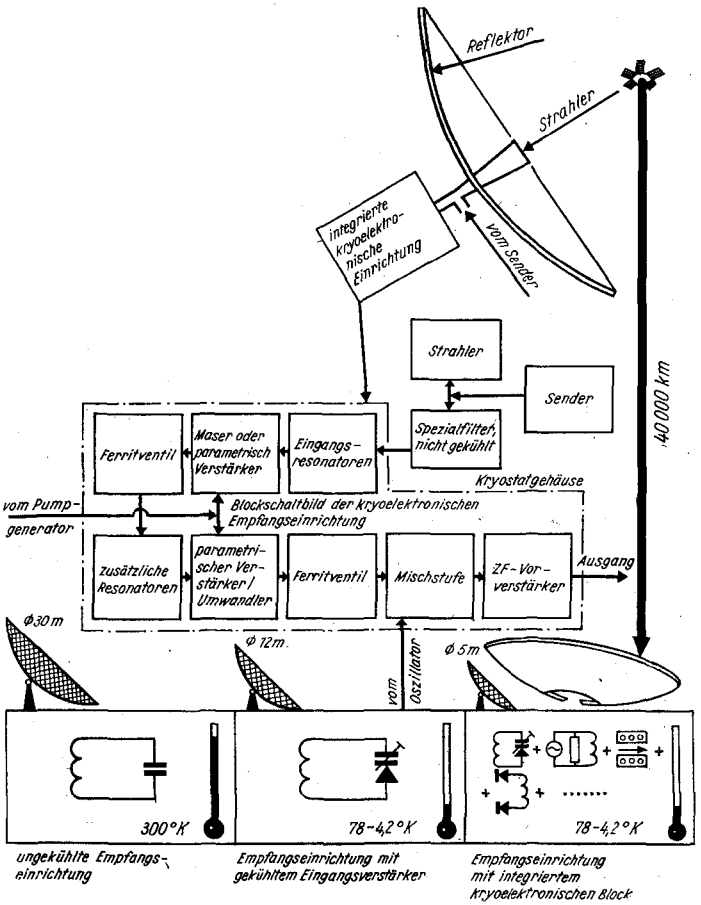


Bild 4

Ein ununterbrochener Betrieb integrierter Geräte im „eingefrorenen" Zustand erfordert nur geringe Energiezufuhr. Das Problem der Temperaturstabilisierung wurde dadurch gelöst, daß die Siedetemperatur der kryonischen Flüssigkeit bei gleichbleibendem Druck im Kryostat von den äußeren Bedingungen unabhängig ist.

1963 wurde diese von *W. N. Alfejew* entwickelte Empfangseinrichtung, die maximale Empfindlichkeit und Trennschärfe aufweist, als eine der hervorragendsten Entwicklungen auf dem Gebiet der Funkelektronik nicht nur in der UdSSR, sondern auch in anderen Ländern anerkannt.

Bild 4 zeigt den Übersichtsschaltplan einer solchen Empfangseinrichtung, Bild 5 den konstruktiven Aufbau. Das Signal, mit Antenne (1) empfangen, gelangt über die Koaxialleitung (3) an den Eingang des gekühlten Teiles der Empfangseinrichtung im Kryostat (2). Der Eingangsteil des supraleitenden Resonators (4) arbeitet als Vorselektor und gleichzeitig als Bandbreitenspreizer des paramagnetischen Maserverstärkers (5) und des Teiles, der für den Breitbandempfang die erforderliche Flächenform sichert. Der paramagnetische Verstärker wird durch einen Hohlraum mit dem paramagnetischen Kristall (6) und einem Magneten mit der supraleitenden Wicklung (10) gebildet.

Die Pumpleistung, die für eine stabile Verstärkung des Eingangssignals erforderlich ist, erhält der paramagnetische Verstärker vom Pumpgenerator (8) über Hohlleiter (7) und über das T-Stück (9).

Nachdem das Signal im Maser verstärkt wurde, durchläuft es den Entzerrer mit dem Ferritelement (11). Weiter fließt das Signal durch die Resonatorenkette (13), die die gleiche Aufgabe zu erfüllen hat wie die Resonatorenkette (4). Anschließend gelangt das Signal an den parametrischen Verstärker/Umwandler (12) mit der Halbleiterdiode (14). Die Pumpleistung für den parametrischen Verstärker/Umwandler liefert ebenfalls Pumpgenerator (8) über Hohlleiter (7) und über das T-Stück (9). Der Ausgang des parametrischen Verstärkers/Umwandlers ist mit Mischstufe (16) über Entzerrer (15) verbunden. Der Mischstufe (16) wird darüber hinaus von einem anderen Mischer (19) über Hohlleiter (17) ein Signal zugeführt, dessen Frequenz sich um den Zwischenfrequenzbetrag von dem Signal unterscheidet, das der Maser liefert.

Mischer (19) erhält vom Pumpgenerator und vom Empfängeroszillator (18) Signale. Der Empfängeroszillator arbeitet gleichzeitig als Steuersender für die Sendeeinrichtung. Die automatische Phasenabstimmung des Empfängeroszillators vollzieht der supraleitfähige Eichresonator (22).

Nachdem das Signal den Mischer (16) verlassen hat, wird es an den Eingang des ZF-Vorverstärkers (21) transformiert und tritt dann aus dem Kryostat über die Koaxialleitung (20) aus.

Der gemeinsame Betrieb eines Senders (auf der Zeichnung nicht abgebildet) mit dem Empfänger an einer Antenne wird über einen ent-

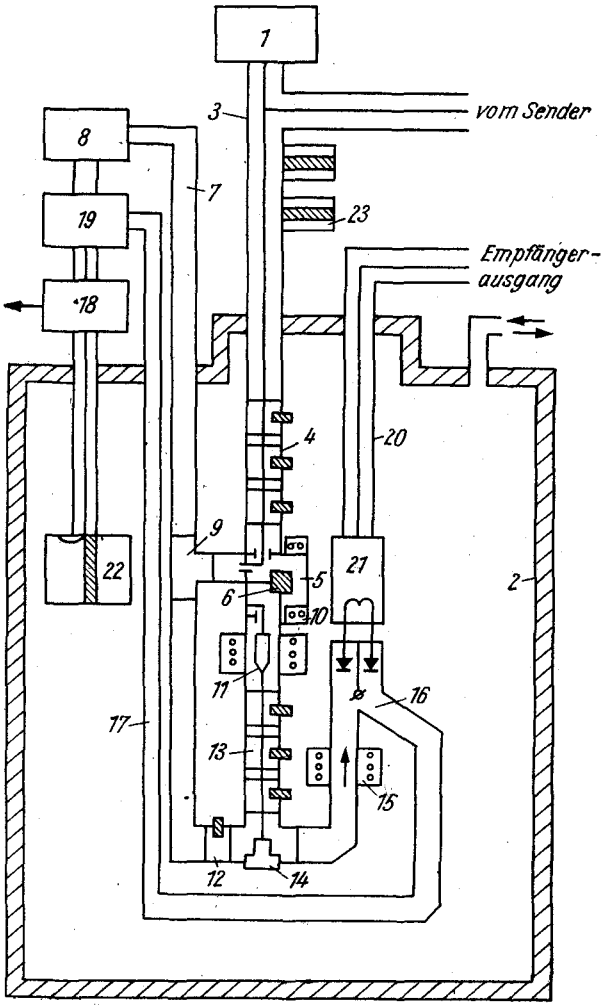

1
3
vom Sender
8
7
19
23
Empfänger-
ausgang
18
4
20
9
22
21
2
5
6
10
11
16
17
13
15
12
14

Bild 5

sprechenden Anschluß über das Dreiwegestück an die Eingangsleitung des Empfängers sichergestellt. Zur Entkopplung des Empfängers vom Sender dient Filter (23). Es ist auf die Sendefrequenz und auf die vorgenannte Eingangsresonatorenkette (4) abgestimmt. Das beschriebene polyfunktionelle Empfangssystem wird für 3 Betriebsvarianten ausgelegt.

In der Stickstoffvariante liegt die Rauschtemperatur des Empfangssystems bei etwa 40°K. In der Heliumvariante entspricht die Empfindlichkeit des Empfangssystems einer Rauschtemperatur von 7 bis 10°K.

Eine maximale Empfindlichkeit läßt sich mit einer speziellen Heliumvariante bei einer Rauschtemperatur von 2 bis 4°K erreichen. Diese Rauschtemperatur entspricht dem Kosmos- und dem Erdrauschen; sie hängt von der Antennenkonstruktion ab.

Eine hohe Betriebssicherheit dieses Empfangssystems läßt sich erreichen, wenn der Maser und der parametrische Verstärker mit niedrigen Pumpleistungen betrieben werden. Sie liegen weit unter dem Schwingungseinsatzpunkt. Der Verstärkungsfaktor beträgt in diesem Fall 10 bis 14 dB an Stelle von 20 bis 30 dB. Prinzipiell ist für eine derartige Empfangseinrichtung keine Reserveanlage notwendig.

Die Wirksamkeit des von *W. N. Alfejew* entwickelten Empfangssystems wurde anschaulich mit dem experimentellen Nachrichtensystem *Molnija-1* demonstriert. Die Eingangsteile des Empfangssystems, die bis zu der Temperatur von flüssigem Stickstoff unterkühlt waren, ermöglichten im Mai 1965 den Empfang von Schwarz-Weiß-Fernsehsignalen und Mehrkanaltelefonieverbindungen zwischen Wladiwostok und Moskau. Für den Empfang der Signale diente eine Parabolantenne von 15 m Durchmesser. Mit einer Anlage wurden sowohl die Moskauer als auch die Signale aus Wladiwostok empfangen. Gewöhnlich benötigt man für einen derartigen Empfang 2 Empfangsanlagen.

Im gleichen Monat wurden mit der integrierten kryoelektronischen Empfangseinrichtung erstmalig in der Welt Farbfernsehsignale über den Nachrichtensatelliten *Molnija-1* empfangen.

Im Juni 1965 erzielte man mit der selben Anlage noch einen Weltrekord. Er betraf die Übertragungsentfernung von Signalen beim Einsatz kleiner Antennen mit einem Durchmesser von 2 bis 3 m. Bei diesem Versuch wurden in Wladiwostok ausgestrahlte Signale über den Nachrichtensatelliten *Molnija* in Moskau empfangen.

Das Bild zeigt, wie leistungsmäßig gleiche Signale mit Antennen unterschiedlichen Durchmessers bei verschiedenen Varianten der Empfangseinrichtung aufgenommen werden können. Kryoelektronische Eingangsteile, die in Satellitennachrichtensystemen eingesetzt werden, verleihen dem System neue wertvolle Eigenschaften. Neben der enorm gesteigerten Empfindlichkeit des Empfangssystems und der gleichzeitigen Verringerung der Antennenabmessungen ist es möglich, Sendung und

Empfang mit *einer* Antenne durchzuführen. Auch der Empfang von mehreren Fernsehprogrammen kann auf diese Weise sichergestellt werden. In der Perspektive ist der unmittelbare Empfang der Fernsehsignale von Satelliten auf kollektiv genutzten Antennen mit kleinen Abmessungen und dem Anschluß von integrierten kryoelektronischen Empfangseinrichtungen abzusehen.

Schlußfolgernd kann man sagen, daß in naher Zukunft unterkühlte Empfangseinrichtungen für den Massenbedarf hergestellt werden dürften. Der Anschluß dieser Teile an den gewöhnlichen Fernsehapparat sichert dann den Empfang mehrerer Programme über Satelliten an jedem Punkt der Erde. Sogar an Bord von Flugzeugen oder Schiffen ist es dann möglich, auf diese Weise „fernzusehen". Die Kühlung der Eingangsteile wird mit einer kleinen Kühlzelle erfolgen, die — vom Netz gespeist — nicht mehr Energie verbraucht als der Haushaltkühlschrank.

Tabelle 1 Nachrichtensatelliten

Name	*Molnija 1*	*Intelsat I*	*Intelsat II*	*Intelsat III*
1. Starttermin	23. 4. 1965	6. 4. 1965	26. 10. 1966	19. 12. 1968
Senderleistung	40 W	4 W	4×6 W	2×11 W

Tabelle 2 Bahndaten Molnija 1

Name	Start-datum	Umlauf-dauer	Bahn-neigung gegen Äquator	Perigäum	Apogäum
		min	°	km	km
Molnija 1 A	23. 4. 1965	720	65°	548	39957
Molnija 1 B	13. 10. 1965	718	65,2°	490	39950
Molnija 1 C	25. 4. 1966	710	64,5°	499	39950
Molnija 1 D	20. 10. 1966	713	64,9°	485	39700
Molnija 1 E	25. 5. 1967	715	64,8°	460	39810
Molnija 1 F	3. 10. 1967	712	65°	465	39600
Molnija 1 G	22. 10. 1967	714	64,7°	456	39740
Molnija 1 H	21. 4. 1968	713	65°	460	39700
Molnija 1 I	5. 7. 1968	715	65°	467	39539

Nach einem Beitrag von *I. Karpow* in der sowjetischen Fachzeitschrift *Radio*, Heft 4/1969

messen
steuern
regeln
optimieren

Für die Mechanisierung, Automatisierung und Überwachung von Fertigungs- und Verfahrensprozessen

Thyristorverstärker im System „ursamat"

Magnetverstärker im System „ursamat"
für die stufenlose Spannungsstellung, z. B. zur Antriebsregelung, zur Temperaturregelung oder zur Helligkeitssteuerung

Automatische Lüftungsregler
für die temperaturabhängige Lüftungsregelung, insbesondere in der Landwirtschaft

Elektronische Temperaturregler

Elektronische Temperaturwächter

Elektronische Zeitrelais

Ausführliche Informationen erhalten Sie über unsere Werbeabteilung

VEB KOMBINAT
Meß- u. Regelungstechnik Dessau
Werk WETRON · Weida, Geraer Straße 36
Telefon 2 01 · Telex: 58 208

Der UHF-Konverter 1195.015 Eisenach vom VEB Elektrotechnik

Ing. Klaus K. Streng

Bereits im Elektronischen Jahrbuch 1970 wurde eine Fotografie dieses Geräts unserer Industrie gezeigt. Seit Einführung des II. Fernsehprogramms wird der Konverter im Handel angeboten, so daß er unseren Lesern nichts ausgesprochen Neues bedeutet. Doch den Elektronikamateur interessieren ja Stromlaufplan, Daten und Aufbau. Auf sie wird daher im folgenden eingegangen.

Ein UHF-Konverter setzt die empfangene UHF-Energie in den VHF-Bereich um und macht auf diese Weise auch ältere Fernsehgeräte empfangsbereit für UHF. Für den Besitzer des Fernsehgeräts ist dabei wichtig, daß keine technischen Eingriffe erforderlich sind. Gebraucht werden lediglich eine UHF-Fernsehantenne und der Konverter.

Aus der Schaltung des Konverters 1195.015 vom VEB Elektrotechnik Eisenach (entwickelt im VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt) geht hervor, daß er praktisch keine Unterschiede zum UHF-Kanalwähler unserer Industrie aufweist (Bild 1). Dies ist kein Zufall. Beide Geräte unterscheiden sich lediglich in ihren Schwingkreisdimensionierungen (aus dem Stromlaufplan nicht ersichtlich). Da beide, Tuner und Konverter, im VEB Fernsehgerätewerke Staßfurt entwickelt wurden, lag es nahe, in beiden Fällen die gleiche Grundkonzeption zu benutzen.

Von einem unsymmetrischen 75-Ω-Antenneneingang gelangt die UHF-Energie zum Emitter des 1. Transistors, wo sie verstärkt wird. Aufgabe dieses Transistors ist jedoch vor allem eine Rückwärtsdämpfung des Oszillatorsignals aus der folgenden Stufe.

In der Kollektorleitung des 1. Transistors liegt die Primärseite eines Zwischenkreisbandfilters, die naturgemäß bei derart hohen Frequenzen ein Leitungskreis ist. Sie wird durch einen 7,7-kΩ-Widerstand bedämpft, damit man die geforderte Bandbreite von $\geqq$ 8,5 MHz erreicht. Durch Koppelschlitze ist der Sekundärkreis des Zwischenkreisbandfilters angekoppelt. Er wurde wie der Primärkreis aufgebaut, jedoch nicht bedämpft.

Eine Koppelschleife führt schließlich die UHF-Energie dem Emitter des 2. Transistors zu. In ihm wird auch die Oszillatorschwingung erzeugt.

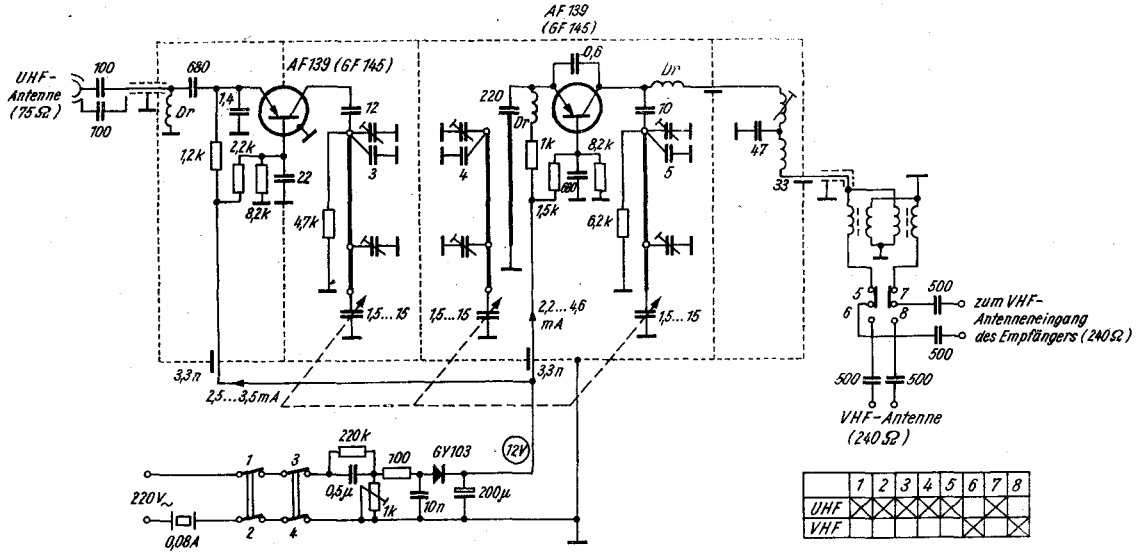


Bild 1 Stromlaufplan des UHF-Konverters 1195.015

Der frequenzbestimmende Oszillatorkreis liegt am Kollektor; die Rückkopplung auf den Emitter wird von einem 0,6-pF-Kondensator zwischen Kollektor und Emitter unterstützt. Durch Mischung von Eingangs- und Oszillatorsignal entsteht in dem Transistor u. a. die Differenzfrequenz, die man über einen Saugkreis auskoppelt. Sie liegt im Kanal 3, jedoch kann im Bedarfsfall auf die Kanäle 2 oder 4 ausgewichen werden.

Alle 3 Kreise des Konverters (Zwischenkreis, Bandfilterkreis und Oszillatorkreis) sind als $\lambda/2$-Kreise aufgebaut und im Gleichlauf kapazitiv abstimmbar. Der Abstimmbereich des Konverters erstreckt sich von 470···620 MHz, erfaßt also den gesamten Bereich IV. Eine Exportausführung des Konverters überstreicht 470···860 MHz (Band IV/V).

Bemerkenswert ist die Schaltung des Netzteils, denn dieser wurde ohne Transformator aufgebaut. Die Konverterschaltung führt Netzspannung gegen Erde. Aus diesem Grund gelten für ihn die gleichen Sicherheitsvorschriften wie für Allstromgeräte. Die HF-Ein- und -Ausgänge sind sämtlich über je einen kleinen Kondensator geführt.

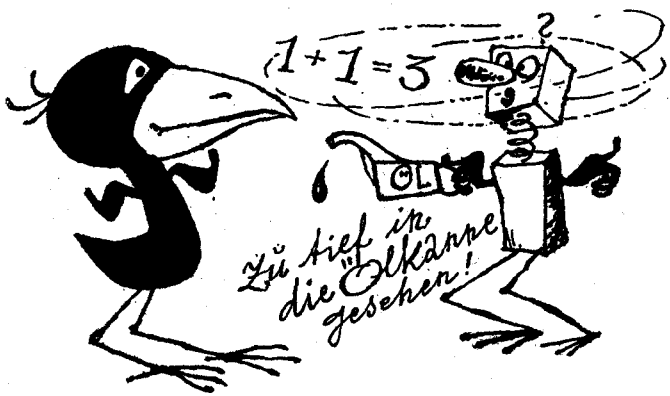
Ein Spannungsteiler, bestehend aus einem 0,5-µF-Kondensator und einem einstellbaren Widerstand von 1 kΩ, teilt die 220 V des Netzes bis auf eine Spannung von etwa 10 bis 14 V. Ein Germaniumgleichrichter *GY 103* richtet diese Spannung gleich. Ein 200-µF-Ladekondensator ist das einzige Siebmittel der Gleichspannung. Ein 220-kΩ-Widerstand parallel dem Spannungsteilerkondensator gewährleistet den Ladungsausgleich, denn der Einweggleichrichter bildet eine stark unsymmetrische Belastung. Durch das Ausschalten des Konverters (doppelpoliger Schalter in der Netzleitung) wird dieser gleichzeitig von UHF auf VHF umgeschaltet. Zu diesem Zweck verbindet man die 240-Ω-Energieleitung der VHF-Antenne mit dem Eingang des nachgeschalteten Fernsehempfängers und trennt gleichzeitig den Konverterausgang ab.

Es fehlt jedoch eine Signallampe, so daß der Besitzer des Geräts — in den meisten Fällen ein Laie — nur schwer erkennt, ob der Konverter aus- oder eingeschaltet ist. Das kann dazu führen, daß man gelegentlich einfach vergißt, den Konverter auszuschalten. Die unkonventionelle Schaltung des Netzteils bietet auch keine Möglichkeit, eine der üblichen Skalenlampen zu speisen — es käme dafür nur eine 220-V-Glimmlampe in Frage. Daß auch diese fehlt, ist ein Mini-Minuspunkt bei diesem ausgezeichneten kleinen Gerät.

Technische Daten des Konverters 1195.015

Empfangsfrequenz	470 bis 620 MHz (Kanäle 21···39)
Eingangsimpedanz	75 Ω unsymmetrisch
Rauschzahl	5 bis 7 kT_0
Reflexionsfaktor	0,65
Abstimmung	kapazitiv kontinuierlich
max. Eingangspegel	12 mV

3-dB-Bandbreite	≧ 8,5 MHz
Leistungsverstärkung	10 bis 11 dB
Bestückung	2 × AF 139 bzw. 2 × GF 145
Ausgangsimpedanz	240 Ω symmetrisch
Konvertierungskanal	3 bzw. 2 oder 4 (Band I)
Stromversorgung	220 V ± 10 %/50 Hz
Leistungsaufnahme	1 VA
Abmessungen	225 mm × 180 mm × 70 mm
max. Umgebungstemperatur	45 °C



Der elektronische Ingenieur

Im Kiewer Institut für Kybernetik der Akademie der Wissenschaften der Ukrainischen SSR hat man gerade die neue elektronische Rechenmaschine Mir-2 geprüft. In dieser neuen ERM wurden Ideen weiterentwickelt, die bereits der Maschine Mir-1 zugrunde lagen: die Interpretation komplizierter algorithmischer Sprachen für die Programmierung. Die „Sprache" der meisten ERM war bisher noch relativ einfach. Um der Maschine jedoch in dieser Sprache eine Aufgabe zu stellen, mußte die Aufgabe bis in die kleinsten Einzelheiten detailliert sein, mit anderen Worten: als wolle man ein Hochhaus aus, einzelnen Ziegelsteinen errichten.

Bei den Maschinen der Serie „Mir" wurde eine Art der Interpretation entwickelt, bei der die „äußere" algorithmische Sprache fast vollständig mit der „inneren" Sprache der Maschine übereinstimmt und die Notwendigkeit einer Translation entfällt. Das sei an einem Beispiel erklärt.

Will man im Speicher der Maschine komplizierte Systeme darstellen, so wird man unumgänglich einzelne Elemente wiederholt verwenden: die elementaren mathematischen Operationen. Ordnet man alle „gemeinsamen Punkte" des Programms in Ebenen an (auf der untersten die kleinen, aber sehr häufig anzutreffenden, weiter höher die größeren),

so erhält man eine Art Pyramide, an deren Spitze sich die größten „Blöcke" befinden, d.h. die Operationen, die im Programmaufbau einzeln vorkommen. Diese Neuheit erlaubt es, bei minimalem Speicherbedarf ein hohes „intellektuelles" Niveau zu erreichen.

Die Wissenschaftler des Kiewer Instituts interessierten sich besonders für die Lösung mathematischer Aufgaben auf analytischem und nicht auf numerischem Wege. Für diese Aufgaben eigneten sich die herkömmlichen Maschinen schlecht.

Die Programmierung auf der Mir-2 wird aus 2 Gründen erleichtert: Die „Sprache" der Maschine ist so gewählt, daß sie Operationen und Formeln einfach wiedergibt. Zum Beispiel wird die mathematische Operation „Klammer öffnen" in der Maschine in Form eines Blocks vorgesehen, man braucht sie dann im einzelnen nicht mehr zu programmieren. Weiter erhält der Mensch die Möglichkeit, die ERM zu jedem beliebigen Zeitpunkt zu korrigieren.

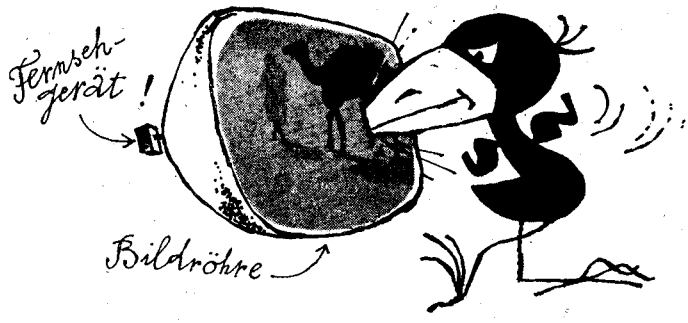
Die Mir-2 ist außerdem mit einem Bildschirm ausgestattet, und zwar stellt dieser eine Art „elektronischer Tafel" dar, auf der Ziffern und Gleichungssysteme mit einem Gesamtumfang bis zu 1000 Zeichen abgebildet werden können. Der Operator, der vor dem Bildschirm sitzt, kann mit einem Blick das Arbeitsfeld der Maschine übersehen. Die für eine solche Tafel bestimmte „Kreide" unterscheidet sich äußerlich kaum von einem gewöhnlichen Kugelschreiber. Indem der Wissenschaftler mit diesem Lichtstift über den Bildschirm fährt, unterstreicht er verschiedene Elemente der Formeln. Der mit dem Stift gekennzeichnete Teil der Formel beginnt zu flimmern; die Maschine „erkennt", daß in diesem Programmteil irgendeine Änderung erfolgen soll.

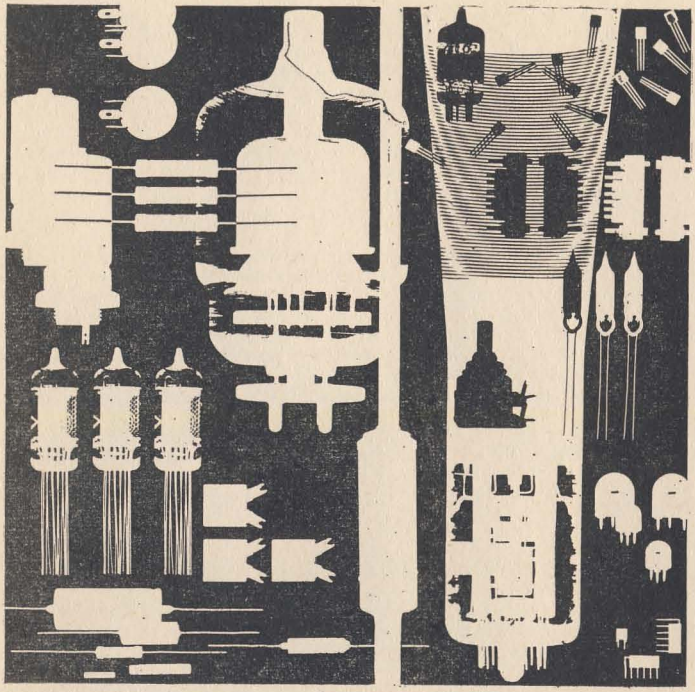
Eine Maschine, die eine „elektronische Tafel" für die Umwandlung von Gleichungen benutzt, wurde bisher nur in der Sowjetunion entwickelt. Sie wird zu einem unentbehrlichen Instrument all jener Spezialisten werden, die bei ihren Untersuchungen mathematische Methoden benutzen.

Farbfernsehgerät mit integrierten Schaltkreisen

Eine Gruppe japanischer Elektronikfirmen sowie Institute an der Universität Osaka betreiben gemeinschaftliche Studien über den Aufbau eines Farbfernsehempfängers mit einer möglichst großen Zahl von integrierten Schaltkreisen (ICs).

Das nunmehr vorliegende Versuchsgerät enthält nur noch 147 Bauteile einschließlich 22 IC gegenüber 594 elektronischen Bauteilen in der konventionellen Bauweise. Die Anzahl der Lötstellen verminderte sich von 1250 auf 600. Das Mustergerät, dessen Entwicklung weitergeht, enthält gegenwärtig noch die alte Chassisplatine, die jedoch wegen der vielen ICs an Stelle diskreter Bauelemente ziemlich leer ist, jedoch dadurch äußerst übersichtlich.





RFT electronic

Elektronische Bauelemente –
leistungsstark und zuverlässig

Es sind keine Geheimnisse, die wir Ihnen mitteilen: Hochwertige Materialien, automatisierte Fertigungseinrichtungen und harte Prüfungen garantieren für RFT-Bauelemente, hervorragende technische Parameter, erhöhte Zuverlässigkeit und lange Lebensdauer.

Informieren Sie sich über unser Angebot: Transistoren • Dioden • Gleichrichter • Spezialröhren • Kontaktbauelemente • Widerstände • Kondensatoren • Isolierstoffe.

VVB BAUELEMENTE UND VAKUUMTECHNIK
DDR 102 Berlin · Alexanderplatz 6

Thorolf Kneisz

Temperaturkompensation von Quarzoszillatoren

Mitteilung
aus dem VEB Funkwerk Erfurt

Die Aufgabe besteht darin, einen Quarzoszillator mit der Schwingfrequenz von $f = 1$ MHz so zu kompensieren, daß seine temperaturbedingte Frequenzablage im Bereich von 5 bis 40 °C kleiner als $2 \cdot 10^{-6}$ MHz, d.h. weniger als 2 Hz beträgt.

Mit einem Quarz im Thermostatgehäuse erreicht man zwar eine weit höhere Frequenzkonstanz in Abhängigkeit von Temperaturschwankungen; es wirkt sich jedoch nachteilig aus, daß der Preis des jeweiligen Geräts bei serienmäßiger Herstellung durch den hohen mechanischen Aufwand bedeutend steigt. In vielen Fällen kommt man mit der eingangs geforderten Genauigkeit aus, so daß schon aus diesem Grund ein Thermostat übertriebenen Aufwand bedeutet, der sich außerdem durch sein Gewicht und seine Abmessungen nachteilig auswirkt. Außerdem entfällt die lange Einlaufzeit, die ein Thermostat erfordert. Der nachfolgend beschriebene Oszillator ist sofort nach dem Einschalten betriebsbereit, vorausgesetzt, daß sich in seiner Umgebung keine Bauelemente erwärmen und die Thermistoren beeinflussen.

Bild 1 zeigt die nichttemperaturkompensierte Grundschaltung, die für Schwingfrequenzen um 1 MHz verwendbar ist. Der Quarz befindet sich

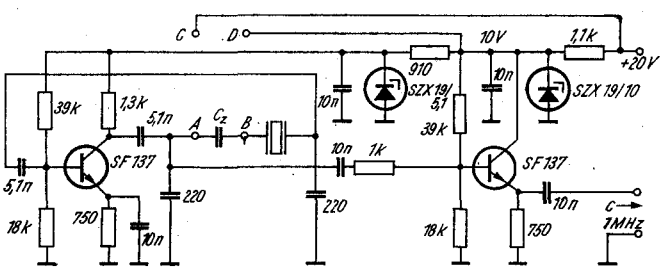


Bild 1 Gesamtschaltbild des Quarzoszillators ohne Temperaturkompensationsschaltung

im Rückkopplungsnetzwerk und wird in π-Schaltung betrieben. Der Ziehkondensator C_Z besteht in diesem Fall nur aus einem abgleichbaren Festkondensator. Die Kompensationsschaltung fügt man lediglich an Stelle des Ziehkondensators C_Z ein, woraus klar ersichtlich wird, daß für die gesamte Kompensation nur C_Z „verantwortlich" ist. Die 2stufige Betriebsspannungsstabilisierung sowie die dem Oszillator nachgeschaltete Trennstufe dienen der Frequenzstabilisierung gegen Betriebsspannungs- und Lastschwankungen. Die Ausgangsspannung der Schaltung beträgt etwa $U_{ss} = 3$ V.

Quarze lassen sich bekanntlich durch Reihenschaltung mit einem Ziehkondensator um einen bestimmten Frequenzbetrag von ihrer Resonanzfrequenz f_0 auf die Sollfrequenz $f_0 + \Delta f = f$ ziehen. Hierbei wird durch die Reihenschaltung von C_q und C_Z die Gesamtkapazität des Quarzes geringfügig verkleinert (Bild 2), was nach der Schwingungsformel

$$f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_q \cdot C_{q\,\mathrm{ges}}}}$$

eine Erhöhung der Schwingfrequenz zur Folge hat.

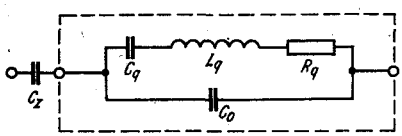


Bild 2 Quarzersatzschaltbild

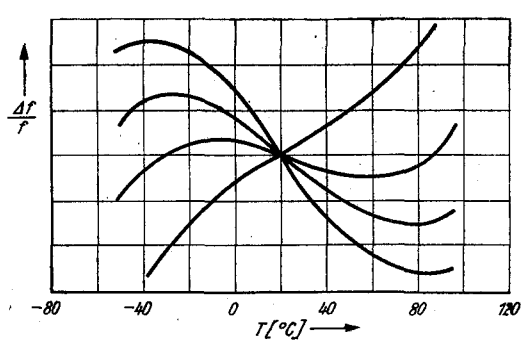


Bild 3 Frequenz-Temperatur-Charakteristik für AT-Schnitte in Abhängigkeit vom Schnittwinkel

Aus Bild 3 geht hervor, daß die gezogene Frequenz f in jedem Fall größer sein muß als die maximale Frequenzabweichung der Frequenz-Temperatur-Charakteristik im geforderten Temperaturbereich.

Die für dieses Beispiel verwendeten Quarze mit AT-Schnitt können, wie Bild 3 zeigt, positiven bis negativen TK aufweisen, der im Temperaturintervall von 5 bis 40 °C als linear anzusehen ist. Die Kurven sind kubische Parabeln, die ihren Wendepunkt bei 20 °C haben. Für andere Quarztypen läßt sich die Temperaturkompensationsschaltung nur bedingt verwenden, da diese meist eine quadratische Parabel als Frequenz-Temperatur-Charakteristik aufweisen.

Die Temperaturabhängigkeit wird in erster Linie von der Ersatzinduktivität L_q bestimmt. Dieser Umstand erleichtert die rechnerische Erfassung der Kompensationsschaltung wesentlich, da C_q, C_0 sowie R_0 (der für die Berechnung ebenso wie C_0 unberücksichtigt bleiben kann) als Konstanten angesehen werden können.

Als Lösung für die Temperaturkompensation dient ein mit der Temperatur sich verändernder Ziehkondensator, eine Kapazitätsdiode, so daß in der Endkonsequenz nur eine temperaturabhängige Steuerspannung für die Kapazitätsdiode benötigt wird. Um sowohl den positiven als auch den negativen TK der Frequenz-Temperatur-Charakteristik in *einer* Schaltung ausregeln zu können, kann eine Brückenschaltung nach Bild 4 benutzt werden, deren Brückenzweige entgegengesetzt temperaturabhängig ausgelegt sind. Am Querwiderstand R 5 kann die temperaturproportionale Spannung abgegriffen werden. Bei der Bezugstemperatur von 20 °C wird die Brücke mit R 4 abgeglichen. Bei Temperaturänderung verschiebt sich die Brücke symmetrisch zur halben Betriebsspannung

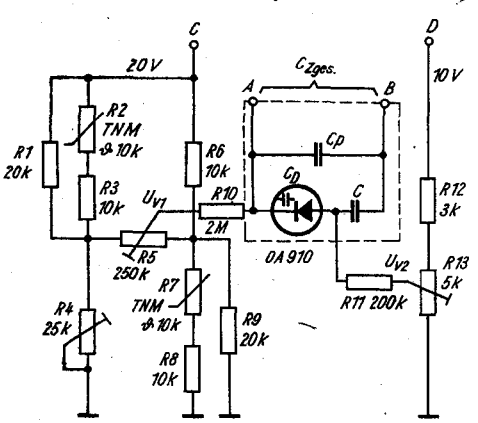


Bild 4 Temperaturkompensationsschaltung

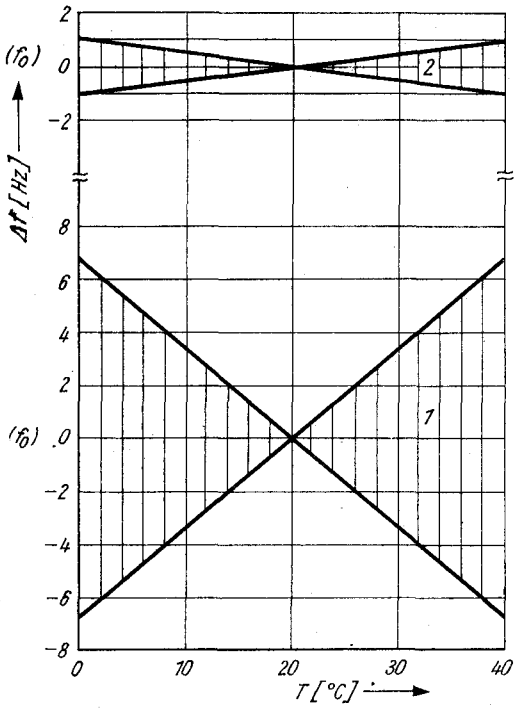


Bild 5 ***Kurve 1 — maximale Frequenz-Temperatur-Charakteristik des Quarzes ohne Kompensation;***
Kurve 2 — maximale Frequenz-Temperatur-Charakteristik des Quarzes nach Kompensation

$U_B = 20$ V) um gleiche Beträge. Es steht also bei Temperaturerhöhung bzw. -verminderung am Abgriff des Reglers R 5 eine kontinuierlich einstellbare Spannung von $U_{v1} = 10\text{ V} \pm \Delta U_T$. Je nach Größe des Frequenzfehlers bei 40 bzw. 0 °C wird ein entsprechender Anteil dieser Spannung U_{v1} der Kapazitätsdiode zugeführt. Da die Frequenz in der Frequenz-Temperatur-Charakteristik und auch die Brückenschaltung selbst sich symmetrisch und linear um ihren Wert bei 20 °C ändern, genügt ein Zweipunktabgleich bei 20 °C und bei einem der beiden Temperatureckpunkte 0 °C oder 40 °C. R 10 und R 11 bewirken nur die Entkopplung des Quarznetzwerks durch die Brückenschaltung bzw. durch die Vorspannungserzeugung mit R 12 und R 13.

Berechnung der Schaltung

Die für dieses Schaltungsprinzip erforderlichen Quarze müssen mit ihrer Schwingfrequenz f_0 um einen bestimmten Betrag $\frac{\Delta f}{f} < 1 \cdot 10^{-4}$ unter der Sollfrequenz $f = 1$ MHz liegen. Der Quarz wird bei 20 °C in der Oszillatorschaltung betrieben, in der er später (kompensiert) zum Einsatz kommen soll. C_z muß dabei sehr groß gegen die Eigenkapazität Cq des Quarzes sein (z. B. 10 nF bis 1 µF). In dieser Schaltung wird einmal die Frequenz f_0 des Quarzes gemessen, zum anderen das für die Frequenzerhöhung von f_0 auf $f = 1000000{,}0$ Hz notwendige C_z bestimmt. Die Frequenz beträgt in diesem Fall $f_0 = 999916{,}4$ Hz, d. h., der zu ziehende Frequenzbetrag beträgt 83,6 Hz. Es muß für die folgenden Berechnungen die größte negative Fertigungstoleranz des Quarzes zugrunde gelegt werden, da hier der Gesamtziehkondensator den kleinsten Wert hat.

Jede über dieser unteren Fertigungstoleranz liegende Nennfrequenz kann man durch Zuschalten des Parallelkondensators C_p in Form einer Parallelverschiebung der Frequenz-Temperatur-Charakteristik kompensieren. Die parallelgeschaltete Kapazität C_p muß klein gegen die Gesamtkapazität der Reihenschaltung C_D und C bleiben, da C_p den Betrag der Frequenzvariation im Temperaturbereich verringert. Wird ein zu großes C_p erforderlich, so ist ein weiterer Frequenzfeinabgleich durch eine Verschiebung der Spannung U_{g2} mit R 13 möglich.

Die erforderliche Ziehkapazität C_z beträgt $C_z = 26{,}6$ pF. Der maximal mögliche TK des Quarzes ist laut Datenblatt:

$$\mathrm{TK} = \pm \frac{20 \cdot 10^{-6}\,\mathrm{MHz}}{60\,^{\circ}\mathrm{C}} = \pm \frac{1}{3} \cdot 10^{-6}\,\mathrm{MHz/^{\circ}C}.$$

Das entspricht im Temperaturintervall von ± 20 °C einer maximal möglichen Frequenzabweichung von $\Delta f = \pm 6{,}66$ Hz, wenn man aus rechnerischen Symmetriegründen die untere Temperaturgrenze auf 0 °C legt. Es kann somit Tabelle 1 aufgestellt werden:

Es gilt die Formelentwicklung

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \cdot C_q}}, \qquad f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \cdot \frac{C_q \cdot C_z}{C_q + C_z}}}.$$

Durch Ausklammern von C_z und Umstellen folgt

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_q \cdot C_q}} \cdot \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_z}} = f_0 \cdot \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_z}},$$

$$\frac{f}{f_0} = \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_z}}.$$

Allgemein gilt für das Wurzelglied folgende Reihenentwicklung:

$$\sqrt{1+x} = 1 + \frac{1}{2}x - \frac{1}{2 \cdot 4}x^2 + \frac{3}{2 \cdot 4 \cdot 6}x^3 - \cdots$$

Daraus ergibt sich für die vorliegende Gleichung

$$\sqrt{1 + \frac{C_q}{C_z}} = 1 + \frac{C_q}{2C_z} - \frac{C_q^2}{8C_z^2} + \cdots$$

Die Berücksichtigung der ersten beiden Glieder der Reihe erlaubt ausreichende Genauigkeit.

Tabelle 1

T/°C	f_0/Hz; TK = +	Δf/Hz	f_0/Hz; TK = −	Δf/Hz
0	999903,0	−7	999917,0	+7
10	999906,5	−3,5	999913,5	+3,5
20	999910,0	0	999910,0	0
30	999913,5	+3,5	999906,5	−3,5
40	999917,0	+7	999903,0	−7

$$\frac{f}{f_0} \approx 1 + \frac{C_q}{2C_z}.$$

Daraus lassen sich durch Umstellen noch folgende Beziehungen für C_q, C_z und f ableiten:

$$C_z = \frac{C_q}{2} \cdot \frac{1}{\frac{f}{f_0} - 1} \quad (C_q = \text{konst.}), \tag{1}$$

$$C_q = 2C_z\left(\frac{f}{f_0} - 1\right), \tag{2}$$

$$f = \left(\frac{C_q}{2C_z} + 1\right) \cdot f_0. \tag{3}$$

Aus Formel (2) erhält man mit $f_0 = 999916{,}4$ Hz, $f = 1000000{,}0$ Hz und $C_z = 26{,}6$ pF $C_q = 4{,}45$ fF.

Mit Formel (1), in der C_z sowohl abhängig von f_0 als auch von T ist,

$$C_z = \varphi(T); \quad g(f),$$

läßt sich Kurve 1 in Bild 6 berechnen. f wird mit 1000000,0 Hz eingesetzt, f_0 der Funktion $f_0 = g(T)$ ist aus Tabelle 1 ersichtlich. Setzt man ebenfalls in Formel (1) für f die zulässigen Toleranzwerte $f \pm 2$ Hz ein,

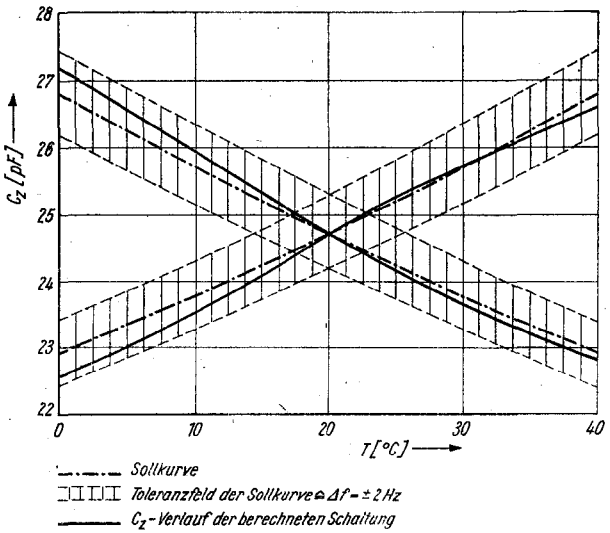


Bild 6 Verlauf der Funktion $C_z = f(T)$
1 — erforderlicher C_z-Verlauf zur völligen Kompensation (Sollkurve),
2 — Toleranzfeld der Sollkurve bei $f = \pm 2$ Hz,
3 — C_z-Verlauf der berechneten Schaltung

so erhält man das Toleranzfeld 2 in Bild 6, in dem sich die Werte für C_z aus der Funktion $C_z = \varphi(T)$ bewegen können.

Es folgt nun die Berechnung der Kapazität C in Bild 4. Da die Spannung U_D bei 20 °C durch R 12 und R 13 fest einstellbar ist, wird in der Kennlinie der Kapazitätsdiode $C_D = f(U_D)$ (Bild 7) die Diodenspannung $U_D = 4$ V frei gewählt, d.h., $U_{v2} = U_{v1} - U_D = 10\text{ V} - 4\text{ V} = 6\text{ V}$.

Bei $U_D = 4$ V ist $C_D = 34{,}5$ pF. Daraus folgt

$$C = \frac{C_D \cdot C_{z(20°C)}}{C_D - C_{z(20°C)}} = 87\text{ pF}.$$

Für die Bestimmung von $\pm \Delta U_{v1}$ wird C_D für 0 und 40 °C bei positivem oder negativem Quarz-TK ermittelt

$$C_{D(0°C)(+)} = \frac{C \cdot C_{z(0°C)(+)}}{C - C_{z(0°C)(+)}} = 31{,}2\text{ pF}.$$

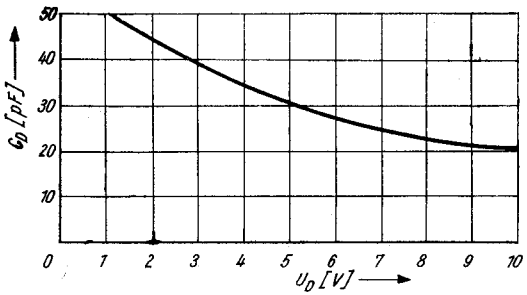


Bild 7 Kennlinie $C_D = f(U_D)$ der Kapazitätsdiode OA 910

Nach Bild 7 ist dann $U_{D(0°C)(+)} = 4{,}9$ V.

$$C_{D(40°C)(+)} = \frac{C \cdot C_{z(40°C)(+)}}{C - C_{z(40°C)(+)}} = 38{,}7 \text{ pF}.$$

Nach Bild 7 ergibt sich nun $U_{D(40°C)(+)} = 3{,}1$ V.

Bei Temperaturänderung von 20 °C ± 20 °C muß sich U_{v1} um ± 0,9 V ändern. Aus dieser Spannungsänderung läßt sich die erforderliche Widerstandsänderung der temperaturabhängigen Brückenzweige bestimmen.

Bei 20 °C ist

$$(\text{R } 2 + \text{R } 3) \parallel \text{R } 1 = (\text{R } 8 + \text{R } 9) \parallel \text{R } 10 = 10 \text{ k}\Omega.$$

Bei 0 °C wird

$$(\text{R } 2 + \text{R } 3) \parallel \text{R } 1 = (\text{R } 8 + \text{R } 9) \parallel \text{R } 10 = 12 \text{ k}\Omega.$$

Bei 40 °C ergibt sich

$$(\text{R } 2 + \text{R } 3) \parallel \text{R } 1 = (\text{R } 8 + \text{R } 9) \parallel \text{R } 10 = 8{,}35 \text{ k}\Omega.$$

Linearisiert man den erforderlichen Widerstandsverlauf der Kombination R 1, R 2 und R 3 bzw. R 8, R 9 und R 10, so kann man, ausgehend von 20 °C, die Temperaturkoeffizienten dieser Kombinationen bestimmen. Für den Bereich von 20 °C → 0 °C erhält man

$$\Delta R = +2 \text{ k}\Omega \mathrel{\widehat{=}} 20\,\%,$$

$$\text{TK} = \frac{\Delta R}{\Delta T} = \frac{20\,\%}{-20\,°\text{C}} = -1\,\% \cdot °\text{C}^{-1}.$$

Für den Bereich von 20 °C → 40 °C ist dann

$$\Delta R = -1{,}65 \text{ k}\Omega \mathrel{\widehat{=}} -16{,}5\,\%,$$

$$\text{TK} = \frac{\Delta R}{\Delta T} = \frac{-16{,}5\,\%}{+20\,°\text{C}} = -0{,}825\,\% \cdot °\text{C}^{-1}.$$

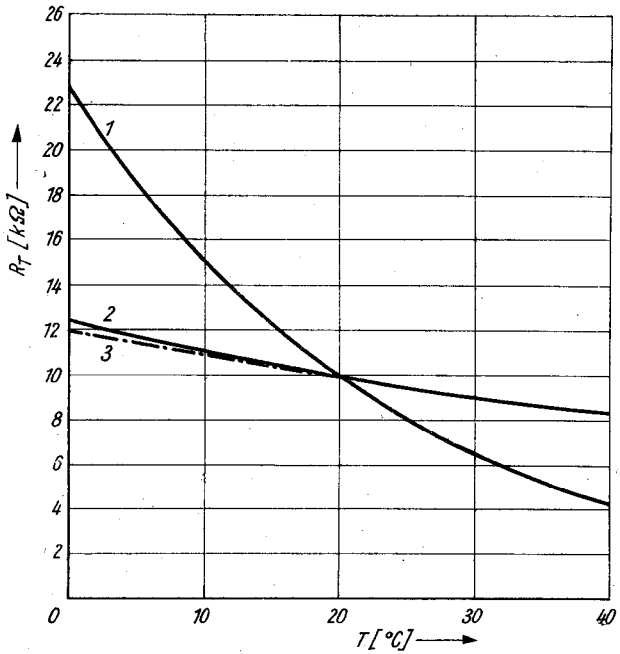


Bild 8 Verlauf der Funktion $R_T = f(T)$ des temperaturabhängigen Brückenzweigs;
Kurve 1 — Thermistor TNM 10 k,
Kurve 2 — (TNM 10 kΩ + 10 kΩ) || 20 kΩ,
Kurve 3 — geforderter Verlauf gemäß Berechnung $R_T = f(C_z)$

Diesem geforderten Widerstandsverlauf entspricht annähernd eine Widerstandskombination von (TNM 10 kΩ + 10 kΩ) || 20 kΩ. Der TK des Thermistors beträgt $TK_{R\,20°C} = -4{,}2\,\% \cdot °C^{-1}$. Bestimmt man auf Grund der Widerstandsänderung über der Temperatur rückwärts das der jeweiligen Temperatur entsprechende C_z, so erhält man den rechnerisch ermittelten C_z-Verlauf (Bild 6 — Kurve 3). Der auftretende Frequenzfehler läßt sich mit Formel (3) berechnen. Daraus gewinnt man dann die Fehlertabelle (Tabelle 2).

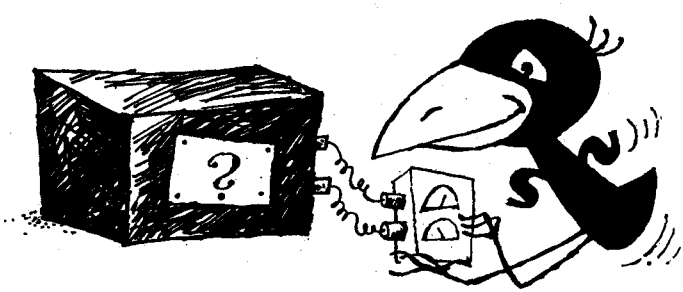
Die rechnerisch erreichte Frequenzkonstanz liegt im geforderten Temperaturbereich von 5°C···40°C bei ±1 Hz. Das entspricht einer Genauigkeit von $1 \cdot 10^{-6}$.

Unberücksichtigt blieben bei den Berechnungen die Bauelementestreuungen, die besonders bei den Thermistoren und bei der Kapazitäts-

diode ins Gewicht fallen. Eine Berücksichtigung dieser Faktoren läßt jedoch den Rechenaufwand so stark ansteigen, daß einige praktische Versuche schneller zum Ziel führen.

Tabelle 2

T	$f(TK = +)$/Hz	$f(TK = -)$/Hz
0	+1,49	−1,01
5	+1,04	−1,06
10	+0,99	−0,707
20	−0,082	−0,082
30	−0,0075	+0,49
40	−0,69	+0,38



Was versteckte Huggy in der schwarzen Kiste?

2 Bauelemente liegen in Reihe mit einem Strommesser an der Netzspannung. Folgende Ströme werden gemessen:
— mit dem Multizet im Bereich 0,3 A Wechselstrom 71 mA
— mit dem Multizet im Bereich 0,3 A Gleichstrom 64 mA
— mit einem Dreheisen- oder Thermoumformerinstrument 100 mA
Durch ein vorgeschaltetes Wattmeter bzw. durch Auszählung der Umdrehungen am Elektrizitätszähler ermittelt man weiterhin eine Leistungsaufnahme von 15,5 W.
Welche Bauelemente enthält die black-box? (Lösung s. S. 251)

Praktische Beispiele zur Anwendung von IS

Ing. Karl-Heinz Schubert — DM 2 AXE

In den früheren Ausgaben des *Elektronischen Jahrbuchs* [1] wurden grundlegende Beiträge zur Technik der integrierten Schaltungen (IS) veröffentlicht. Nun einige praktische Beispiele zur Anwendung. Der VEB Keramische Werke Hermsdorf hat inzwischen seine Reihen an KME-3-Bausteinen in Dünnschichthybridtechnik erweitert, so daß universell verwendbare Bausteine zur Verfügung stehen. In der Amateurpraxis interessieren vor allem die analogen Bausteine, die nachfolgend aufgeführt sind:

analoge Baureihe A 2

ES I	1stufiger Schaltkreis, Typ I
ES II	1stufiger Schaltkreis, Typ II
ES III	1stufiger Schaltkreis, Typ III
ZBV	2stufiger Breitbandverstärker
VV 12	3stufiger Vorverstärker
BV 12	3stufiger Breitbandverstärker

analoge Baureihe A 3

UVW	universeller Wechselspannungsverstärker
DV 1	Differenzverstärker, Typ 1
DV 2	Differenzverstärker, Typ 2

Die mit Dünnfilm-Widerstandsnetzwerken und Miniplasttransistoren *SF 216* bestückten Schaltungen sind in Metallbechern untergebracht und vergossen. Bild 1 zeigt eine Skizze der äußeren Gehäuseabmessungen. Die

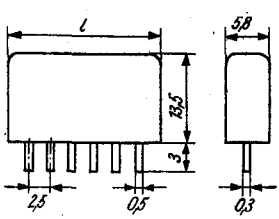


Bild 1 Gehäuseform der KME-3-Bausteine

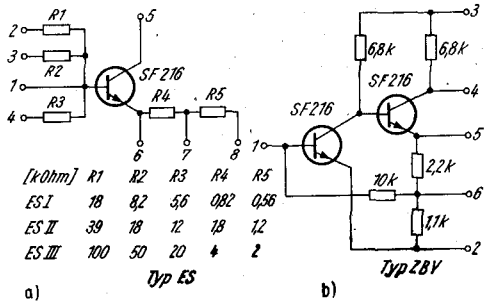


Bild 2 Grundschaltungen für 1stufigen Schaltkreis (a) und für 2stufigen Breitbandverstärker (b)

Länge l richtet sich nach der Anzahl der Anschlüsse (6 Anschlüsse: $l = 17{,}3$ mm; 10 Anschlüsse: $l = 26{,}3$ mm z. B.). Bild 2 zeigt die Schaltungen für Typ *ES* und Typ *ZBV*. Der ES-Typ kann in Emitter- oder Basisschaltung betrieben sowie in Verstärker-, Misch- und Oszillatorschaltungen verwendet werden. Die Spannungsverstärkung liegt je nach äußerer Beschaltung zwischen 14,8 und 25 dB. Für die genannten Bausteine kann die Versorgungsspannung bis zu 12 V betragen. Die Verstärker nach Bild 3 werden durch die außen liegenden Bauelemente hinsichtlich Verstärkungsfaktor, Bandbreite und Impedanzen angepaßt. Der universelle Wechselspannungsverstärker (Bild 4) ist für die Meß-, Steuer- und Regelungstechnik bei Frequenzen von 50 Hz bis 10 kHz vorgesehen.

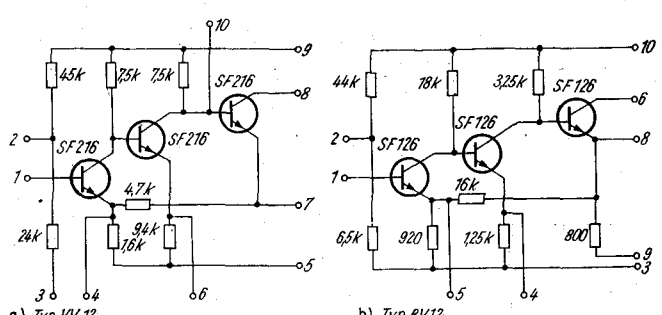


Bild 3 Grundschaltungen für 3stufigen Vorverstärker (a) und für 3stufigen Breitbandverstärker

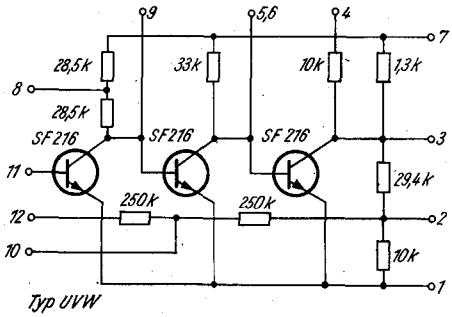


Bild 4
Grundschaltung für universellen Wechselspannungsverstärker

Die erreichbare Verstärkung liegt bei 78 dB, die obere Grenzfrequenz bei etwa 500 kHz.

Im Augenblick noch umfangreicher ist das Angebot an digitalen Baureihen:

D 1/D 11	langsam schaltendes System in RT-Logik,
D 2	mittelschnell schaltendes System in DT-Logik,
D 31	schnell schaltendes System in LL-Logik.

Diese Bausteine setzt man vorwiegend in der Rechentechnik und in der industriellen Elektronik ein (Hinweise in [2]). Nachfolgend Näheres über die Anwendung vor allem linear (analoger) integrierter Verstärkerschaltungen. Für die Bezeichnung solcher IS gibt es in Westeuropa einen Bezeichnungsschlüssel (siehe Tabellen).

Rundfunk und Fernsehen

In der Konsumgüterelektronik findet man vereinzelt bereits IS in der Schaltungspraxis von Empfangsgeräten. Das tritt am stärksten bei der NF-Verstärkung in Erscheinung; aber auch in HF- und in ZF-Stufen gibt es Anwendungsbeispiele. Dabei steht im Vordergrund nicht die Preisermäßigung, sondern vielmehr eine Verbesserung der technischen Parameter.

Bild 5 zeigt eine Anwendung des eigentlich für den NF-Bereich vorgesehenen integrierten Verstärkers *TAA 131* (Siemens). Die HF-Eigenschaften sind noch so gut, daß sich mit 2 IS ein Miniaturempfänger aufbauen läßt. Es handelt sich um einen Geradeausempfänger mit 3stufiger HF- und 3stufiger NF-Verstärkung. Damit der HF-Verstärker beim Empfang leistungsstarker Sender nicht übersteuert wird, ist die Lautstärkeregelung als veränderbare Gegenkopplung ausgeführt. Das Plastgehäuse der IS hat die Abmessung 2,7 mm × 2,7 mm × 1,1 mm; mit der Ferritantenne

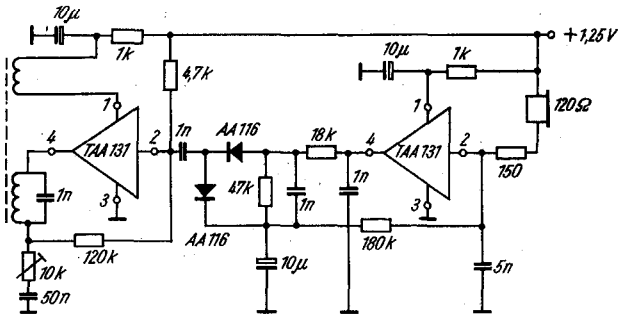


Bild 5 Miniaturempfänger mit 2 linearen integrierten Verstärkerschaltungen [3]

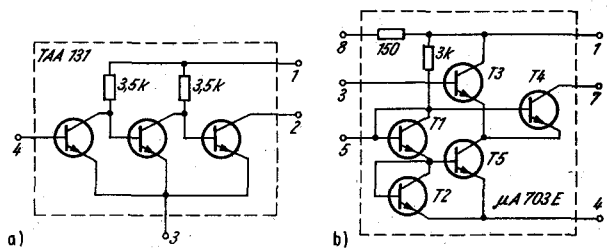


Bild 6 Grundschaltungen für IS TAA 131 (a) und µA 703 E (b)

14 mm × 4 mm × 0,75 mm läßt sich also der komplette Empfänger sehr klein gestalten. Der Schwingkreis wird auf einen Sender fest abgestimmt. Bild 6a zeigt die Grundschaltung der verwendeten IS [3].

Beim Taschensuperhetempfänger *sony ICR-100* sind die Abmessungen 58 mm × 31 mm × 18 mm, die Masse 90 g, empfangen wird der MW-Bereich. Die Schaltung enthält 1 Misch-Oszillator-Transistor, 1 IS und 1 Komplementär-Endstufe. Die IS, die als Breitbandverstärker die ZF verstärkt, die Demodulation vornimmt und auch NF-Vor- und -Treiberstufe enthält, besteht aus 9 Transistoren, 4 Dioden und 14 Widerständen. Sämtliche Bauteile sind auf einer Siliziumscheibe mit den Abmessungen 2,25 mm × 1,5 mm untergebracht. Die Ausgangsleistung wird mit 50 mW angegeben [4].

Der *IC 2000* enthält 2 IS neben dem Misch-Oszillator-Transistor und der Komplementär-Endstufe. Auch bei diesem Super liegt die gesamte ZF-Selektion vor dem breitbandigen ZF-Verstärker und Demodulator

(IS *N 1140 M*). Am Eingang des ZF-Verstärkers liegen 2 ZF-Kreise, die über ein keramisches Filter gekoppelt sind. Für NF-Vorstufen und Treiberstufe wird die IS *TAA 263* eingesetzt. Die IS *N 1140 M* enthält 13 Transistoren (4 als Dioden geschaltet), 1 Diode und 13 Widerstände. Als 3stufiger NF-Verstärker (3 Transistoren, 2 Widerstände) ist die IS *TAA 263* ausgeführt. Der MW-Empfänger wurde rund konstruiert (75 mm Durchmesser, 30 mm dick) und hat eine Empfindlichkeit von 400 μV bei 50 mW [5].

Gut eignet sich für die Anwendung von IS der FM-ZF-Teil eines Rundfunkempfängers. So lassen sich durch IS das Laufzeitverhalten, die Kurventreue bei großen Signalen und die Begrenzungseigenschaften wesentlich verbessern. Das spielt beim Qualitätsempfang von Stereosendungen natürlich eine ausschlaggebende Rolle. Zur Lösung dieses Problems ist man mehrere Wege gegangen. Bild 6 b zeigt die IS μA *703 E* (Fairchild), die in einem 4stufigen FM-ZF-Verstärker benutzt wird. Die Schaltung stellt einen Differenzverstärker (T 3, T 4) dar. Der Arbeitspunkt wird durch die Reihenschaltung der Dioden (T 1, T 2) eingestellt. T 5 gewährleistet die Gleichstromstabilisierung von T 3 und T 4. Bei Übersteuerung von T 3 erfolgt durch T 4 eine zunehmende Begrenzung, so daß praktisch nach Einsetzen der Begrenzung eine konstante Ausgangsspannung besteht. Bild 7 zeigt die beiden letzten Stufen des FM-ZF-Verstärkers. Da stufenweise eine selbsttätige Begrenzung des Signals erfolgt, kann eine spezielle Regelung des Verstärkers entfallen. Die Gesamtverstärkung beträgt etwa 92 dB [6].

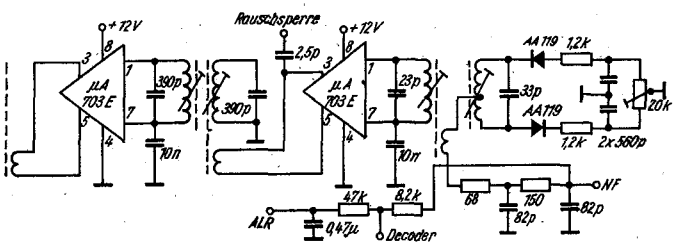


Bild 7 Die beiden letzten Stufen des Görler-FM-ZF-Verstärkers, der insgesamt mit 4 IS bestückt ist [6]

Einen anderen Weg ist man beim FM-Super *A 76* gegangen (Revox-Hi-fi-Serie). Die gesamte Selektion wird am Eingang des FM-ZF-Verstärkers konzentriert. Es handelt sich dabei um ein passives Filter aus 8 Kreisen; die Bandbreite ist 240 kHz. Darauf folgt ein 5stufiger Begrenzungsverstärker mit 5 MHz Bandbreite, der mit 5 IS bestückt ist

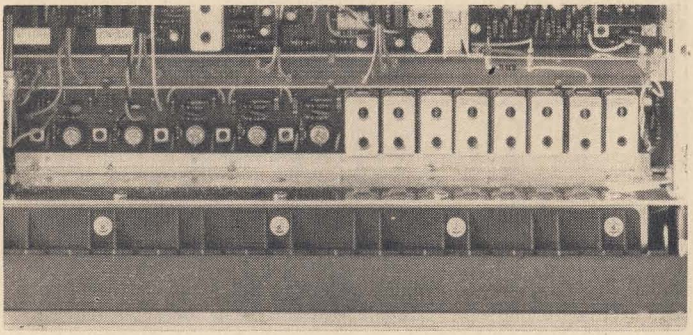


Bild 8 Im FM-Super A 76 (Revox) ist der FM-ZF-Teil breitbandig mit 5 integrierten Schaltungen aufgebaut (Werkfoto)

(RCA *CA 3028*). Bild 8 zeigt in der Mitte diesen FM-ZF-Verstärker. Valvo hat mit der IS *TAA 350* einen kompletten Begrenzungsverstärker integriert (21 Transistoren, 24 Widerstände) [7].

Dieser ist 4stufig aufgebaut und ergibt eine Spannungsverstärkung von etwa 65 dB. Jede Stufe besteht aus einem Differenzverstärker mit Emitterfolgeausgängen und Konstantstromquelle. Die Filter zur Selektion werden wieder vor der IS angeordnet.

Mit der integrierten Schaltung *CA 3005* (RCA) kann auch der UKW-Tuner ausgerüstet werden. Bild 9 zeigt die Grundschaltung der IS *CA 3005*, die sich als HF-Vorverstärker, Oszillator- und Mischstufe einsetzen läßt [8]. In Bild 10 wird ein einfacher UKW-Tuner mit 2-Kreis-Abstimmung und einer IS gezeigt. T 3 garantiert stabile Emitterströme. Über 5 pF

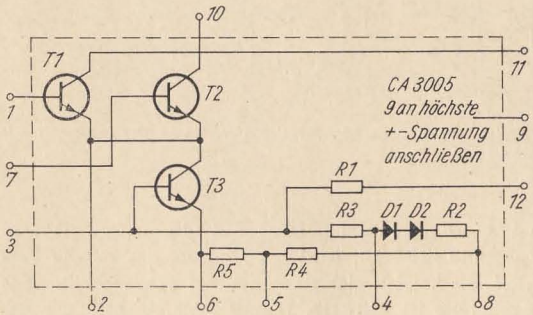


Bild 9 Grundschaltung für IS CA 3005

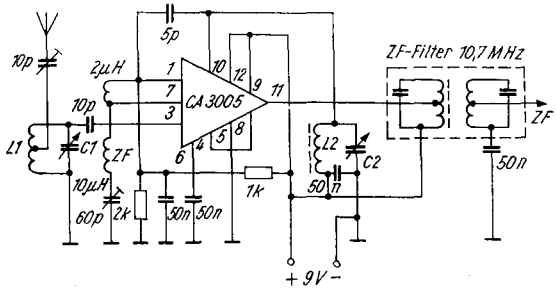


Bild 10 UKW-Tuner-Schaltung, bestückt mit einer IS [8]

erfolgt die Rückkopplung von Kollektor T 2 an Basis T 1, wobei L 2/C 2 die Frequenz bestimmt. Das Eingangssignal gelangt an die Basis von T 3. Über die Emitter werden Eingangs- und Oszillatorfrequenz gemischt, so daß man am Kollektor von T 1 die ZF von 10,7 MHz aussieben kann. Die Grenzempfindlichkeit für 30 dB ist 10 µV. Bessere Tuner mit 3-Kreis-Abstimmung verwenden eine IS als Oszillator- und Mischstufe und eine IS als HF-Vorverstärker. Benutzt man für letztere die Kaskodeschaltung, so ist die erreichbare Grenzempfindlichkeit besser als 2 µV.

Zunehmend werden IS auch im Fernsehempfänger eingesetzt (z. B. im Ton-ZF-Teil), und zwar vor allem bei aufwendigen Farbfernsehgeräten. Die speziell entwickelte IS *TAJ 101* (AEG-Telefunken) dient als Flip-flop im PAL-Umschalter. Die IS *TAJ 101* enthält auf dem Kristallplättchen (1,2 mm × 1,2 mm) 9 Transistoren, 10 Dioden und 13 Widerstände.

NF-Verstärkertechnik

Die ersten integrierten Linearverstärker für NF-Anwendungen waren meist Kleinsignal-Vorverstärkerstufen. Beispiele dafür wurden in [1]

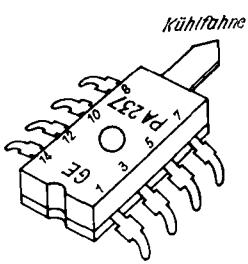


Bild 11 Ansicht einer linearen integrierten Schaltung für größere Ausgangsleistung

bereits vorgestellt. Seit 1968 kamen aber verstärkt auch integrierte Leistungsverstärker heraus für Leistungen von 0,5 W bis etwa 100 W. Die Abführung der Wärme erfolgt durch einen Kupferstreifen, auf dem man die IS aufmontiert. Das Gehäusematerial ist weitgehend Plastwerkstoff. Bild 11 zeigt die IS *PA 237* (General Electric; 2 W). Bis zu Ausgangsleistungen von etwa 1 W benutzt man meist die von den Transistoren her bekannten Gehäuseformen *TO-5* und *TO-74*.

Die integrierten Leistungsverstärker enthalten alle erforderlichen Bauelemente (Transistoren, Dioden, Widerstände), so daß zum betriebsbereiten Verstärker nur noch Kondensatoren und Potentiometer zugeschaltet werden müssen. Bild 12 zeigt einen kompletten Gegentakt-B-Verstärker mit der IS *CA 3020 A*. Die erreichbare Ausgangsleistung ist 1 W. Die Grundschaltung der IS *CA 3020 A* besteht aus 7 Transistoren, 3 Dioden und 11 Widerständen [9].

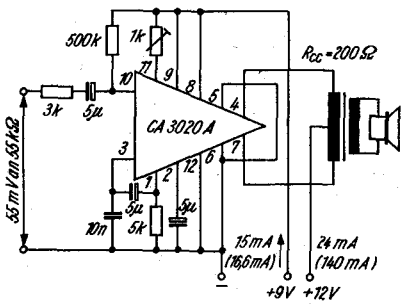


Bild 12
Kompletter Gegentakt-B-Verstärker für 1 W Ausgangsleistung [9]

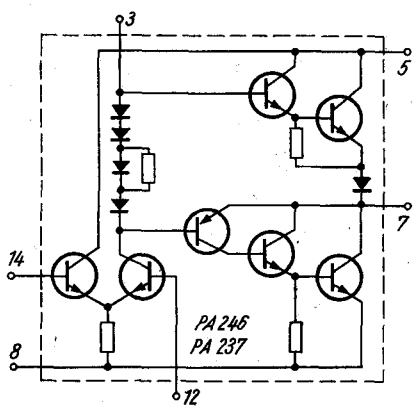


Bild 13
Grundschaltung für IS PA 246 bzw. PA 237

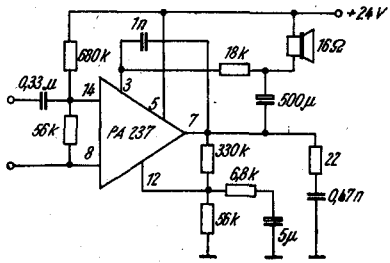


Bild 14
2-W-Verstärker mit eisenlosem Ausgang [10]

Den gleichen Aufbau zeigten die IS *PA 237* (2-W-Verstärker) und die IS *PA 246* (5-W-Verstärker). Durch erweiterte Kühlflächen und durch eine andere äußere Beschaltung ließ sich die Ausgangsleistung von 2 W auf 5 W erhöhen. Bild 14 zeigt die Schaltung des kompletten 2-W-Verstärkers. Die volle Aussteuerung erfordert eine Eingangsspannung von 120 mV. Der Frequenzbereich (−3 dB) reicht von 18 Hz bis 100 kHz; die Eingangsimpedanz ist 40 kΩ, der Klirrfaktor 1,7%. Beim Einsatz zur Schallplattenwiedergabe wird man die Eingangsschaltung hochohmig dimensionieren oder eine Entzerrerschaltung davor anordnen [10].

Bei IS mit größeren Leistungen werden in dem Plastgehäuse neben der IS auch Kondensatoren in Dickfilmtechnik untergebracht. Der 50-W-Verstärker *SI 1050A* (Sanken Electric, Japan) hat die Abmessungen 100 mm × 50 mm × 25 mm; er enthält 6 Transistoren, 1 Diode, 18 Widerstände und 8 Kondensatoren. — Die zur Zeit größte Leistung — 100 W — gibt die IS *TA-7625* ab (RCA). Die Abmessungen des Plastgehäuses sind 58,4 mm × 48,3 mm × 12,7 mm; es enthält 11 Transistoren, 8 Dioden, 23 Widerstände und 7 Kondensatoren. Mit einer symmetrischen Versorgungsspannung von ± 37 V ist die Ausgangsleistung an 8 Ω etwa 60 W. Der Frequenzbereich umfaßt 20 Hz bis 50 kHz, der Klirrfaktor ist 0,5%.

Amateurfunkpraxis

Für den Funkamateur gibt es interessante Anwendungsmöglichkeiten für integrierte Schaltungen. Die bisher besprochenen Schaltungsbeispiele mit linearen integrierten Schaltungen lassen sich rationell in Empfänger- und Modulationsverstärkerschaltungen einsetzen. Aber auch in Senderschaltungen, so vor allem bei der Signalaufbereitung eines SSB-Senders, kann man IS verwenden. Bild 15 zeigt die Schaltung eines Balancemodulators mit der IS *TAB 1 0 1*, die 4 Transistoren in Ringmodulatorschaltung enthält [11]. Die erforderliche Trägerleistung ist bedeutend

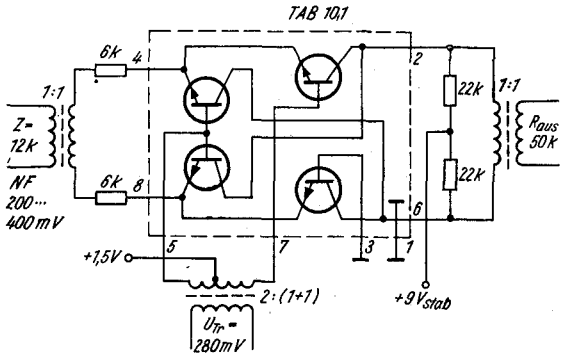


Bild 15 Balancemodulator mit der IS TAB 101 [11]

geringer als bei herkömmlichen Diodenquartetten. Für die Trägerrestleistung wird ein sehr geringer Wert angegeben (3 nW = 0,003 µW bei 34 kHz). *ZL 4 LV* verwendet in seinem SSB-Sender einige IS, u.a. den Typ *CA 3028* als Balancemodulator. Für die Trägerunterdrückung gibt er bei 450 kHz mehr als 60 dB an, für 8,6 MHz mehr als 40 dB.

Der symmetrische Differenzverstärker *MC 1550* (Motorola) entspricht etwa der IS *CA 3005* (Bild 9). Bild 16 zeigt ein Anwendungsbeispiel als VFO für Sender- oder Empfängerschaltungen. Mit den angegebenen Werten reicht der Abstimmungsbereich von 5 bis 10 MHz [12].

In der Amateurfunkpraxis gibt es auch vielseitige Möglichkeiten des Einsatzes von digitalen integrierten Schaltungen, so bei Frequenz-Eichpunktgebern, bei Zählfrequenzmeßgeräten, bei Frequenz-Synthese-

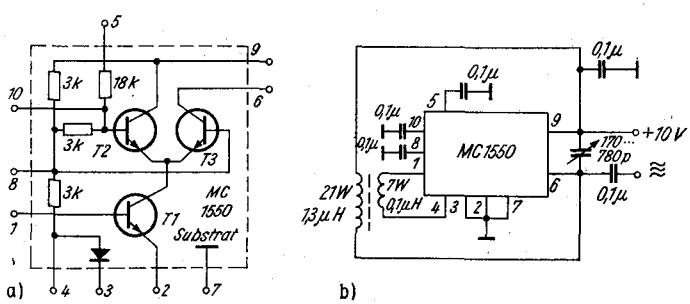


Bild 16 Grundschaltung für IS MC 1550 (a) und Anwendung der IS in einer VFO-Schaltung (b) [12]

Oszillatoren und bei elektronischen Tasten. Für diese Schaltungen werden vor allem unterschiedliche Gatter-Ausführungen sowie Flip-flop-Schaltungen in integrierter Form eingesetzt. Auch elektronische Morsetasten lassen sich mit solchen IS sehr einfach aufbauen. Es erfolgt eine exakte Tastung von Punkten und Strichen bei regelbarer Gebegeschwindigkeit. Das stets etwas unexakte Geben mit der Hand wird durch einen Speicherteil ausgeglichen. Eine von *W 8 CRD* angegebene Schaltung 13 verwendet einen J-K-Flip-flop *μL 923* (Fairchild) und 6 Stück 2×2-Eingangsgatter *μL 914* (Fairchild) in RTL-Technik. Die in der IS *μL 914* doppelt vorhandenen Eingangsgatter mit je 2 Eingängen werden z.T. als Flipflop geschaltet (Punkt, Strich, Speicher). Transistoren sind nur noch für die Zeitbasisschaltung und den Tastenausgang erforderlich.

Bezeichnungsschlüssel für integrierte Schaltungen

Im Ausland wird zur Kennzeichnung von IS eine Kombination aus 3 Buchstaben und 3 Zahlen benutzt, z.B. *TAA 151*. Dabei wird unterschieden zwischen Einzeltypen (meist analoge Schaltungen) und Serientypen, deren einzelne Schaltungen aufeinander abgestimmt sind (meist digitale Schaltungen). Es bedeuten

1. und 2. Buchstabe

FA, FB, FC usw.	Serientyp
GA, GB, GC usw.	Serientyp
SA, SB, SC usw.	Einzeltyp (digital)
TA, TB, TC usw.	Einzeltyp (analog)
UA, UB, UC usw.	Einzeltyp, der analog und digital arbeiten kann

3. Buchstabe

Dieser Buchstabe kennzeichnet die Funktion der IS.

A Analogschaltung (Linearverstärker)
B Frequenzumsetzung, Demodulation
C Schwingungserzeugung
D komplexe lineare Schaltung (Kombination von A, B, C)
G Vielfachanordnung von einzelnen Bauelementen
H logische Verknüpfung (Gatterschaltung)
I statische Langzeitspeicherung (Flip-flop)
K Kurzzeitspeicherung, Zeitgeber
L Pegelumsetzer (digital)
N dynamische Langzeitspeicherung
Q Schreib-Lese-Speicher
R Festwertspeicher
S Leseverstärker mit digitalem Ausgang
Y sonstige Schaltungen

1. und 2. Ziffer

Diese Ziffern stellen die laufende Kennzeichnung innerhalb der Typenreihe dar (10···99).

3. Ziffer

Diese Ziffer gibt den Betriebstemperaturbereich an.

Kennzahl	Temperaturbereich
0	nicht festgelegt
1	0 bis 70 °C
2	−55 bis 125 °C
3	−10 bis 85 °C
4	−15 bis 55 °C
5	−25 bis 70 °C
6	−40 bis 85 °C

Sollte es von einem Typ Varianten geben, die sich durch elektrische (z. B. Durchbruchspannung) oder mechanische (z. B. Gehäuse) Werte unterscheiden, so folgt nach den 3 Ziffern noch ein Buchstabe.

Literatur

[1] *Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur*, 1967, Seite 27, 1969, Seite 89 und 101, 1970, Seite 491; DMV, Berlin

[2] Zeitschrift Nachrichtentechnik, 19 (1969), Heft 5, Seite 161 bis 178

[3] —, MW-Empfänger — mit 2 IS, Radioschau, Heft 7/1969, Seite 395

[4] C.D., Un portatif à circuit intégré, Toute l'Electronique, Heft 7 bis 8/1967, Seite 294 bis 296

[5] *Limann, O.:* Taschenempfänger „IC 2000" mit IS, Radioschau, Heft 10/1967, Seite 552 bis 553

[6] *Giesel:* Integrierte Halbleiterschaltungen im Stereotuner „RS 90", Siemens-Werkstattpraxis Radio-Fernsehen, Heft 38/39, Seite 25 bis 26

[7] *Leopold, H.:* Ein hochwertiger FM-Tuner mit modernen Bausteinen, Radioschau, Heft 6/1968, Seite 306 bis 310

[8] *Zandra, W.:* IS für Radio- und Fernsehgeräte weiter im Vormarsch, Radioschau, Heft 4/1967, Seite 186 bis 188

[9] —: Universeller integrierter Breitband-Leistungsverstärker (8 MHz, 1 W), Radioschau, Heft 11/1968, Seite 602 bis 604

[10] *Lilen, H.:* Quelques applications du circuit intégré PA-237, Toute l'Electronique, Heft 1—2/1969, Seite 40 bis 45

[11] *Bahnsen, U.:* Lineare integrierte Schaltungen in der Hand des Funkamateurs, DL-QTC, Heft 10/1968, Seite 589 bis 594

1 2] *Thorpe, D.:* Getting acquainted with IC, Magazin 73, Heft 2/1967, Seite 6 bis 10

1 3] *Burchfield, J.:* The integrated keyer, Magazin CQ, Heft 12/1967, Seite 12 bis 16

Digitalbausteine für den universellen Einsatz

Burkhard Standfuß

Im VEB Werk für Fernsehelektronik wurde eine Reihe von Digitalbausteinen entwickelt. Diese Bausteine sind erstmalig seit 1970 erhältlich. Auf Grund der Vielfalt der Anwendungsmöglichkeiten wird auch der Amateur von einer solchen Bausteinreihe profitieren können.

Aus der Bausteinreihe sollen nur die 3 für den Amateur interessantesten Bausteine beschrieben und einige einfache Anwendungsbeispiele aufgezeigt werden.

Der Zählbaustein Z 1

Der Zählbaustein Z 1 ist ein Binarzähler, dessen diskrete Bauelemente auf einer Platine der Größe 65 mm × 85 mm angeordnet sind. Da es sich bei den Halbleitern ausschließlich um Siliziumbauelemente handelt, läßt sich der Zähler in dem großen Temperaturintervall von −10 °C bis 70 °C einsetzen. Bild 1 zeigt den Stromlaufplan des Zählers.

Dieser aus 4 bistabilen Multivibratoren bestehende Zähler erreicht nach dem 16. Impuls (2^4) wieder seine 0-Stellung. Durch schaltungstechnische Maßnahmen werden 6 Impulse übersprungen. Damit erreicht der Zähler bereits nach dem 10. Impuls wieder seine 0-Stellung, so daß er wie ein dekadischer Zähler arbeitet. Die Ausgangssignale sind nach dem BCD-Kode verschlüsselt.

Für bestimmte Zwecke ist ein dekadischer Zähler nicht brauchbar. Solche Anwendungsfälle sind beispielsweise Uhren und Zeitmeßgeräte. Dafür werden Zähler benötigt, die bereits nach dem 6. Impuls ihre Ausgangsstellung erreichen. Für diese Anwendungsfälle ist der Zählbaustein Z 1—6 als Variante des Bausteins Z 1 entstanden. Auf der gleichen Platine sind nur 3 bestabile Multivibratoren angeordnet. Ein auf diese Weise aufgebauter Zähler hat seine Ausgangsstellung wieder nach 8 Impulsen (2^3) eingenommen. Durch eine ähnliche Schaltungsmaßnahme wie beim Baustein Z 1 werden 2 Impulse übersprungen, so daß der Zähler bereits nach dem 6. Impuls seine 0- bzw. Ausgangsstellung erreicht. Der Stromlaufplan dieser Variante geht aus Bild 2 hervor.

Eine weitere Variante des Bausteins Z 1 ist der Baustein Z 1—3. Diesen Baustein setzt man hauptsächlich für die Zehner-Stunden-Anzeige in

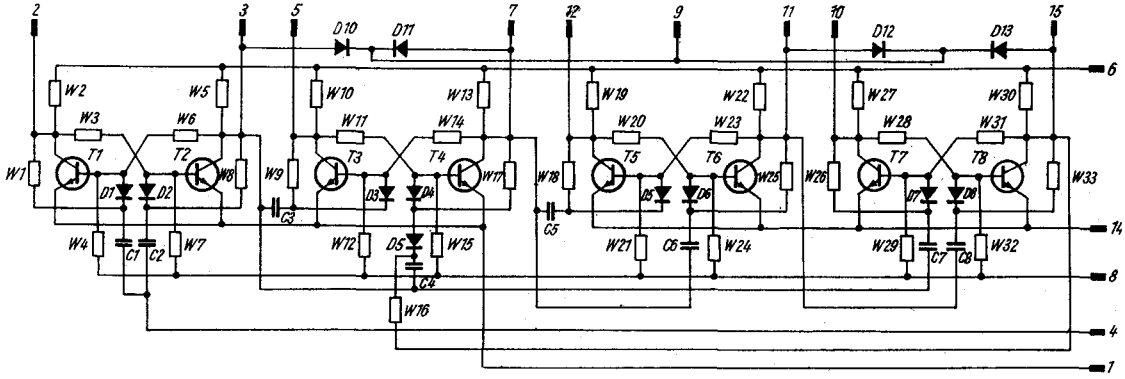


Bild 1 Stromlaufplan des Zählbausteins Z 1

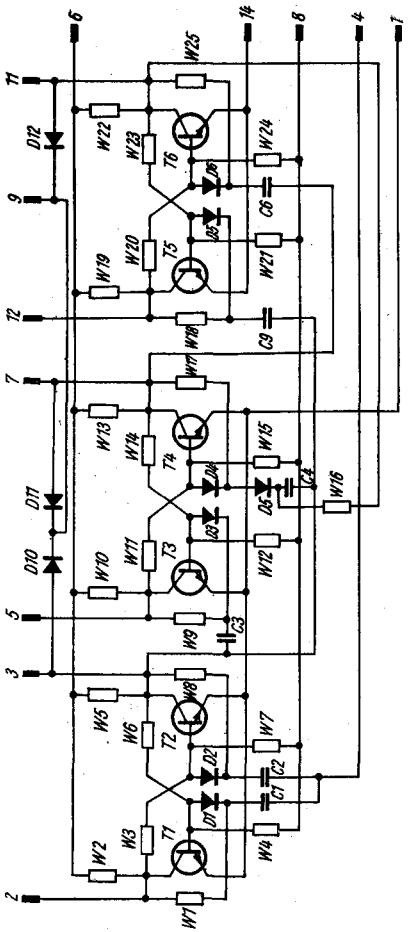


Bild 2 Stromlaufplan des Zählbausteins Z 1—6

elektronischen Uhren ein. Zum Aufbau verwendet man die Leiterplatte des Bausteins Z 1, bestückt sie aber nur mit 2 bistabilen Multivibratoren. Der Zählumfang des Bausteins ist in diesem Falle größer als nötig. Daher muß dieser Baustein beim Einsatz in einer Uhr mit Erreichen der Zahl 24 durch einen Impuls auf 0 zurückgestellt werden. Der Vollständigkeit halber ist der Stromlaufplan des Bausteins Z 1—3 in Bild 3 dargestellt.

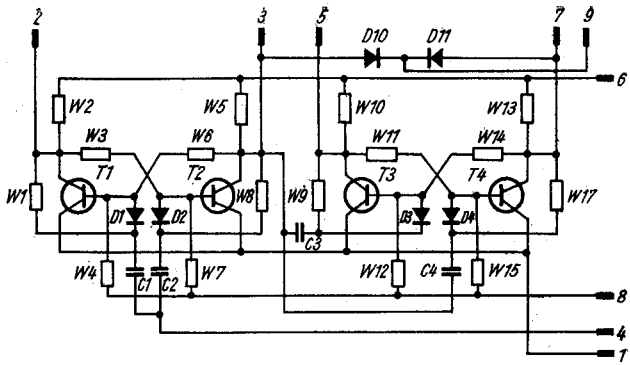


Bild 3 Stromlaufplan des Zählbausteins Z 1—3

Vorwiegend zum Anschluß an den Zählbaustein Z 1 und seine Varianten werden die Anzeigebausteine A 1 H und A 1 V gefertigt. Mit Hilfe der Anzeigebausteine lassen sich die Ziffern 0 bis 9 auf der Kaltkatoden-Ziffernanzeigeröhre *Z 570 M* darstellen. Die beiden Bausteine sind in elektrischer Hinsicht völlig identisch. Der Baustein A 1 V wird vertikal und der Baustein A 1 H horizontal in die Buchsenleiste eingeschoben! Mit dem Baustein A 1 H lassen sich Geräte aufbauen, die nur eine Bauhöhe von etwa 70 mm haben. Der Baustein A 1 V verlangt eine Bauhöhe von etwa 110 mm, dafür wird nur eine Bautiefe von 75 mm benötigt. Auf den Bausteinen sind außer der Ziffernanzeigeröhre noch die Dekodiermatrix und die Anzeigeverstärker angeordnet.

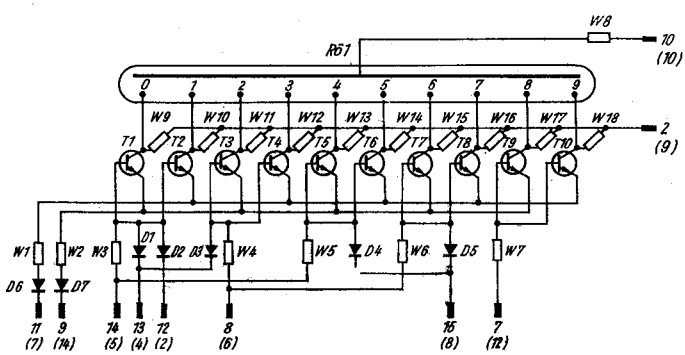


Bild 4 Stromlaufplan der Anzeigebausteine A 1 H und A 1 V. Die in Klammern gesetzten Zahlen kennzeichnen die Anschlüsse des Bausteins A 1 H

	Anschlußschema der Steckerleiste
1	Masse
2	Anschluß 11 von A 1V, 7 von A 1H
3	Anschluß 9 von A 1V, 14 von A 1H
4	Trigger-Impuls
5	Anschluß 14 von A 1V, 5 von A 1H
6	+12 V
7	Anschluß 8 von A 1V, 6 von A 1H
8	−4 V
9	Rückstellung
10	Anschluß 12 von A 1V, 7 von A 1H
11	Anschluß 15 von A 1V, 8 von A 1H
12	Anschluß 13 von A 1V, 4 von A 1H
14	Masse
15	Impuls-Ausgang Anschluß 7 von A 1V, 12 von A 1H

Bild 5 Tabelle der Verbindungen zwischen dem Baustein Z 1 und den Bausteinen A 1 H bzw. A 1 V

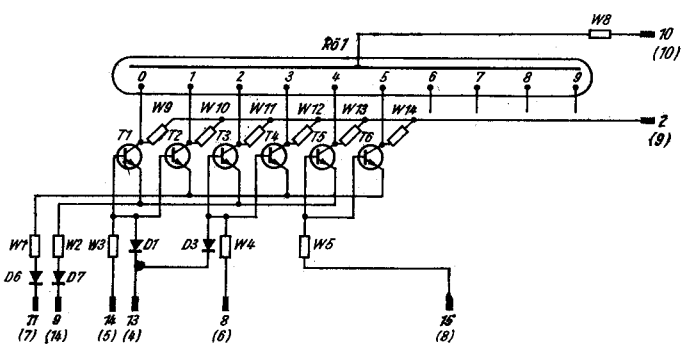


Bild 6 Stromlaufplan der Bausteine A 1 H—6 und A 1 V—6

Den Stromlaufplan zeigt Bild 4. Die notwendigen Verbindungen zwischen dem Anzeigebaustein A 1 H oder A 1 V und dem Zähler Z 1 zeigt die Tabelle in Bild 5. Analog den Varianten des Zählbausteins Z 1 gibt es auch bei den Anzeigebausteinen die Varianten A 1 H-6, A 1 H-3 und A 1 V-6, A 1 V-3. Die genannten Varianten gestatten die Darstellung der Ziffern 0 bis 6 und der Ziffern 0 bis 2. Bild 6 und Bild 7 zeigen die Stromlaufpläne der Varianten. Der Bauelementeaufwand ist bei diesen Varianten ebenfalls erheblich kleiner, wodurch sich der Preis verringert.

Für die zuvor beschriebenen Bausteine gibt es ein breites Anwendungsgebiet. Die im folgenden beschriebenen Anwendungsbeispiele sollen die überaus einfache Schaltungstechnik der Bausteine verdeutlichen.

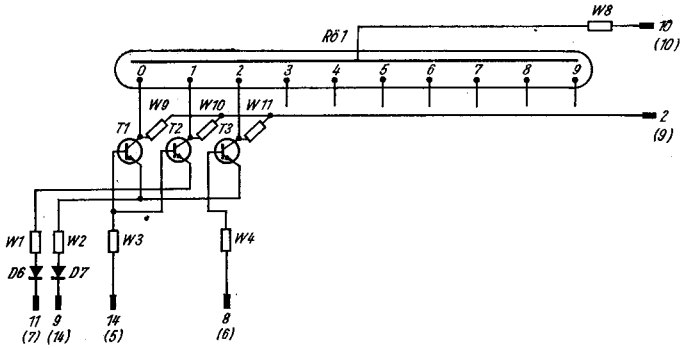


Bild 7 Stromlaufplan der Bausteine A 1 H—3 und A 1 V—3

Bild 8 zeigt den Übersichtsschaltplan eines einfachen 4stelligen Zählers. Die Zahlen kennzeichnen die Stifte der Steckerleisten. Man muß nur die im Übersichtsschaltplan gezeichneten Verbindungen herstellen. Zusätzliche Bauelemente, wie Koppelkondensatoren usw. sind nicht erforderlich. Zum Aufbau dieses 4stelligen Zählers benötigt man also nur wenige Drahtverbindungen. Für die Verbindungen von einem Zählerausgang (15) zum Eingang (4) des nächsten Zählers empfiehlt es sich, abgeschirmte Leitungen zu verwenden. Das gleiche gilt für den Impulseingang des ersten Zählers (4). Die Impulse, die dieser Zähler verarbeitet, müssen bestimmten Anforderungen genügen. Es ist ein negativer Impuls mit einer Amplitude $2\ V \leqq \hat{u} \leqq 8\ V$ und einer Anstiegszeit der negativen Flanke von 50 ns/V erforderlich. Ein solcher Impuls ist nur in den seltensten Fällen vorhanden. Es wird also im allgemeinen notwendig sein, dem Eingang einen Impulsformer vorzuschalten.

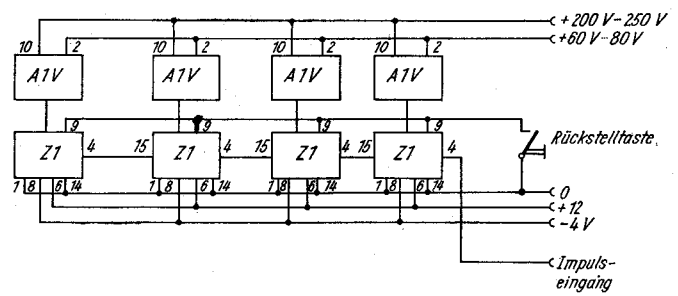


Bild 8 Übersichtsschaltplan eines 4stelligen Zählers; die Zahlen kennzeichnen die Anschlußstifte der Bausteine

Einen sehr universellen Impulsformer zeigt Bild 9. Die benötigte Eingangsspannung beträgt $\hat{u} \approx 1$ V. Die Z-Diode an der Basis des 1. Transistors begrenzt die Eingangsspannung, so daß die Basis-Emitterdiode weder in Sperr- noch in Durchlaßrichtung überlastet werden kann. Das vom 1. Transistor verstärkte Signal gelangt an einen Schmitt-Trigger, der aus der Eingangsspannung eine exakte Rechteckspannung formt. Der letzte Transistor dient zur nochmaligen Verstärkung des Signals.

Der Ausgang des Impulsformers kann ohne zusätzliche Koppelelemente an den Eingang des Impulszählers angeschlossen werden. Der auf diese Weise entstandene Impulszähler arbeitet zuverlässig bis zu einer Frequenz von 150 kHz. Die Grenzfrequenz von 150 kHz resultiert aus der im Datenblatt der Zähler angegebenen Grenzfrequenz. Da die von der Industrie angegebenen Daten immer eine Sicherheit enthalten müssen, liegt also die Grenzfrequenz der meisten Zähler oberhalb 150 kHz. Deshalb sollte man für die 1. Stufe den Zähler mit der höchsten Grenzfrequenz aussuchen. Für die anderen Stufen ist eine solche Auswahl nicht nötig, da mit jeder Stufe die Eingangsfrequenz im Verhältnis 10:1 geteilt wird.

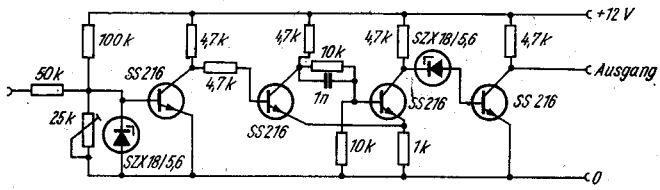


Bild 9 Stromlaufplan eines universellen Impulsformers

Ein solches Verfahren ermöglicht den Aufbau eines Zählers, dessen maximale Zählfrequenz wesentlich über 150 kHz liegt. Dieses Verfahren läßt sich aber nur für einzelne Geräte anwenden. Als weiteres Anwendungsbeispiel zeigt Bild 10 den Übersichtsschaltplan eines elektronischen Würfels. Grundlage für diesen Würfel sind die Zählbausteine Z 1 bis 6 und passend dazu die Anzeigebausteine A 1 H—6 oder A 1 V—6. Mit dieser Kombination lassen sich die Ziffern 0 bis 5 darstellen. Für einen Würfel sind die Ziffern 1 bis 6 erforderlich. Daher wurde vom Anzeigebaustein die Anzeigeröhre ausgelötet und jeweils um eine Ziffer versetzt wieder eingelötet, d. h., die Ziffer 1 der Anzeigeröhre wurde an den Lötpunkt für die Ziffer 0 auf den Baustein gelötet. Analog dazu wurde die Ziffer 2 der Röhre an den Lötpunkt für die Ziffer 1 gesetzt usw. Weitere Veränderungen an den Bausteinen sind nicht erforderlich.

Zur Nachbildung eines Würfels ist es nur noch erforderlich, den Zählbaustein mit einer so hohen Frequenz anzusteuern, daß die einzelnen

Ziffern auf Grund der Trägheit des menschlichen Auges nicht mehr zu erkennen sind. Entfällt das Eingangssignal für den Zählbaustein, so bleibt dieser willkürlich auf einer Zahl stehen. Die meisten Würfelspiele werden mit 3 Würfeln ausgetragen. Das Anwendungsbeispiel ist ebenfalls für diese Variante ausgelegt, läßt sich aber nach eigenem Ermessen abwandeln.

Zur Ansteuerung der Zählbausteine eignet sich ein astabiler Multivibrator. Der Aufwand dafür ist relativ gering, und die Anstiegsflanke genügt den gestellten Anforderungen. Ein bereits dimensioniertes Schaltbeispiel zeigt Bild 11. Es ist zu beachten, daß jeder „Würfel" seine Ansteuerimpulse aus einem eigenen astabilen Multivibrator erhält, sonst laufen alle „Würfel" synchron. Zusätzlich wählt man 3 verschiedene Frequenzen. Der astabile Multivibrator in Bild 10 ist für eine Frequenz

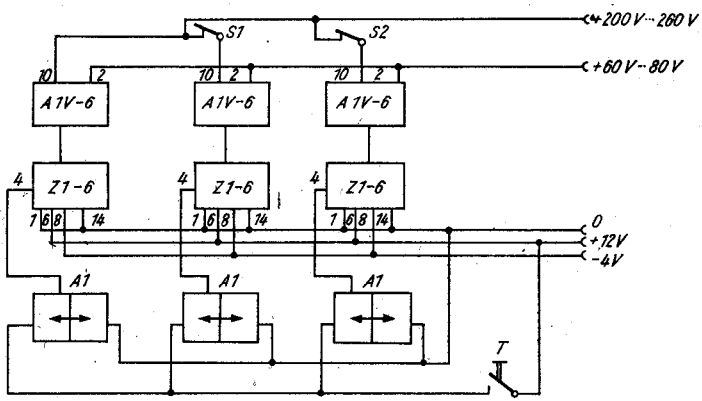


Bild 10 Übersichtsschaltplan eines elektronischen Würfels

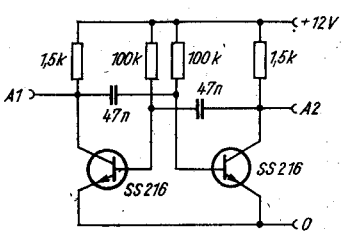


Bild 11 Stromlaufplan eines astabilen Multivibrators für eine Frequenz von $f_{\approx}$ 100 Hz

$f \approx 100$ Hz ausgelegt. Zur Veränderung der Frequenz sind nur Kondensatoren erforderlich.

Der Vorgang des „Würfelns" wird ausgelöst, indem die 3 astabilen Multivibratoren über eine Taste T ihre Betriebsspannung erhalten. In diesem Moment beginnen die „Würfel" zu laufen. Entfällt durch Loslassen der Taste die Betriebsspannung für die Multivibratoren, dann bleiben die „Würfel" stehen. Werden nicht alle „Würfel" benötigt, so lassen sich 2 „Würfel" über die Schalter S 1 und S 2 abschalten.

Die Betriebsspannungen für beide Anwendungsbeispiele können aus einem ebenfalls im VEB Werk für Fernsehelektronik gefertigten Netzteilbaustein N 1 entnommen werden. Der Baustein ist für maximal 8 Bausteinkombinationen (A 1 H/Z 1 bzw. A 1 V/Z 1) ausgelegt. Er besteht aus 2 Platinen der Größe 65 mm × 85 mm und einem gesondert angeordneten Netztransformator der Größe M 65. Auf die Funktion soll nicht eingegangen werden: derartige Schaltungen sind aus der Literatur hinreichend bekannt. Da ein solcher Netzbaustein sehr vielseitig verwendbar ist, zeigt Bild 12 den Stromlaufplan des Netzteils.

Die vorangegangenen Schaltbeispiele sollen nur als Anregung dienen. Der beschriebene Zähler läßt sich beliebig erweitern; z. B. im Zusammenhang mit einem Quarzgenerator zu einem digitalen Frequenz- oder Zeit-

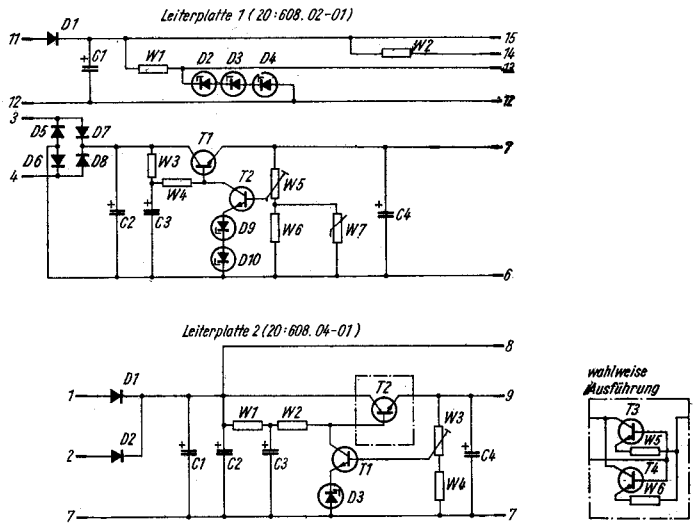


Bild 12 Stromlaufplan des Netzbausteins N1

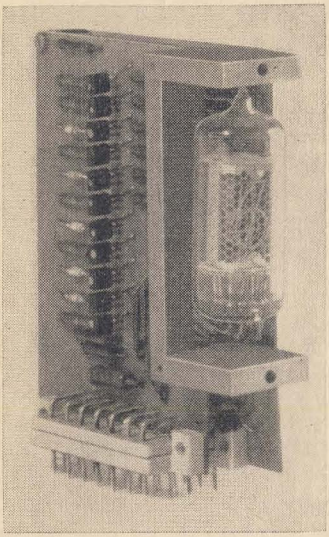


Bild 13
Ansicht eines Zählbausteins

messer. Eine denkbare Erweiterung des „Würfels" wäre ein kompletter elektronischer Spielautomat. Die Vielseitigkeit der Bausteine gestattet auch den Einsatz in vielen anderen Gebieten innerhalb der Elektronik.

Literatur

[1] *Standfuß, B.:* Ansteuerung von Ziffernanzeigeröhren durch Transistoren unter Berücksichtigung der Sondenspannung, „radio, fernsehen, elektronik" 19 (1970), H. 1, S. 31—34

[2] *Drewitz, B.:* Präzisionsuhr mit Digitalanzeige, „radio, fernsehen, elektronik" 19 (1970), H. 5

[3] *Standfuß, B.:* Digitalbausteine aus dem VEB Werk für Fernsehelektronik, „radio, fernsehen, elektronik" 19 (1970), H. 5

Der Unijunktionstransistor

Vor einigen Jahren tauchte als neues Halbleiterbauelement der MOSFET (Metalloxyd-Feldeffekttransistor) auf. Seit 1969 wird er auch in unserer Republik gefertigt, und zwar im VEB Funkwerk Erfurt in z.Z. 4 Typen. Und schon macht wieder ein neues Halbleiterbauelement von sich reden: Der Unijunktiontransistor (oder Doppelbasisdiode). Welche Eigenschaften hat er?

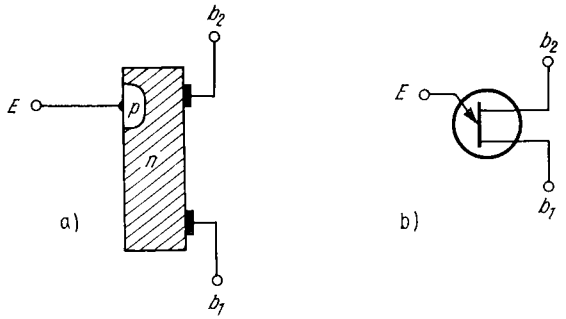


Bild 1 a — Aufbau, b — Symbol des Unijunktiontransistors (UJT)

Ein Unijunktiontransistor weist nur eine einzige Sperrschicht auf. Sein Aufbau besteht im Prinzip aus einem n-leitenden Halbleitermaterial, auf dem 2 Basiskontakte b_1 und b_2 aufgebracht sind (Bild 1). In der Nähe des einen Basiskontakts — b_2 in Teilbild a — wird eine p-leitende Zone eindiffundiert und der Emitterkontakt auf ihr angebracht. Der Aufbau rechtfertigt die Bezeichnung Doppelbasisdiode, doch handelt es sich in Wirklichkeit um einen Transistor, allerdings mit bestimmten Eigenschaften. Zwischen beiden Basisanschlüssen besteht ohne Ansteuerung an der Basis ein ohmscher Widerstand, die Basis wirkt als Abgriff an diesem Widerstand. Legt man an die Basis eine höhere äußere Spannung, als die durch den Spannungsteiler der inneren Widerstände bewirkte, so fließt ein Strom in sie hinein.

Es wird z.B. an b_1 der Minuspol, an b_2 der Pluspol einer Batterie gelegt; b_2 erhält eine positive äußere Spannung, die auch einen Strom von der Basis nach b_1 bewirkt. Dadurch verringert sich der Wert des Widerstands zwischen Basis und b_2 schlagartig. Die prinzipielle Kennlinie eines Unijunktiontransistors ist in Bild 2 zu sehen. Die Anwendungen dieses neuen Bauelements sind also nicht die eines einfachen linearen Verstärkerelements, sondern liegen vor allem auf dem Gebiet der kommerziellen Elek-

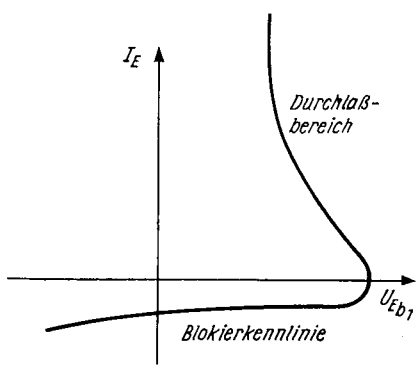


Bild 2
Prinzip-Kennlinie des UJT

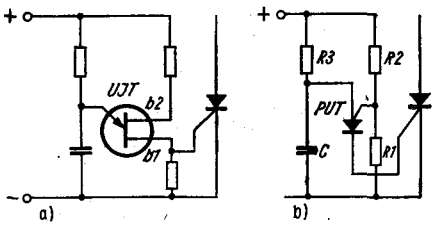
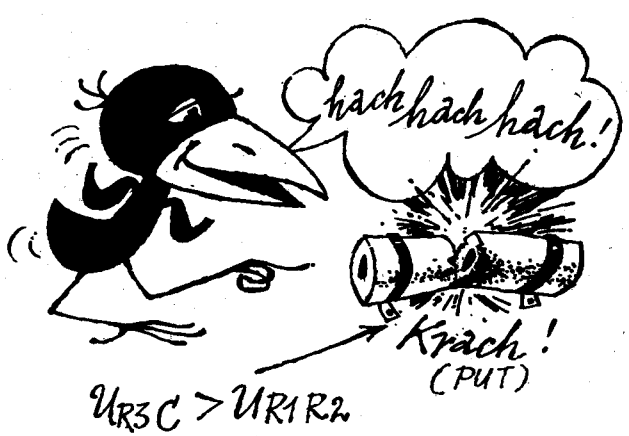


Bild 3 Triggerstufe für einen Thyristor; a — mit UJT, b — mit PUT

tronik, z. B. zum Triggern von Thyristoren. Der Unijunktiontransistor ist jedoch keineswegs die letzte Entwicklungsstufe dieses Bauelements. Man erreichte, daß der Wert des Widerstands zwischen b_1 und b_2 sich durch äußere Widerstände beeinflussen läßt. Man kann durch solche Widerstände gewissermaßen die Kennlinie des Unijunktiontransistors im gewünschten Sinn beeinflussen und braucht nicht mehr verschiedene Unijunktiontransistoren — je nach Anwendungsfall — zu entwickeln.

Da diese neuen Bauelemente sich durch die äußeren Widerstände gewissermaßen programmieren lassen, erhielten sie den Namen programmierbarer Unijunktiontransistor, abgekürzt PUT. In Bild 3 wird als einfacher Prinzipstromlaufplan eine Stufe zur Triggerung eines Thyristors mit Unijunktiontransistor (a) und mit PUT (b) gezeigt:

Das durch R 1 und R 2 bewirkte Spannungsteilerverhältnis ist entscheidend für die Basisspannung des PUT. Sobald die Spannung am Verbindungspunkt von R 3 und C die Spannung des Verbindungspunkts von R 1 und R 2 übersteigt, bricht der Widerstand des PUT zusammen, der Thyristor wird „gezündet".



Selbstbau von Empfangsgeräten für den Funkamateur

Friedrich Fußnegger

Eines der wichtigsten Geräte für jeden Funkamateur ist der Empfänger. Für die Funkamateure stellte der Verfasser während eines längeren Zeitraums Untersuchungen über die Möglichkeit an, mit den in der DDR gefertigten und dem Amateur zugänglichen Bauteilen brauchbare Amateurempfänger zu entwickeln. Dabei setzte er als Meßmittel im wesentlichen ein Vielfachmeßgerät (U, I, R) und ein Grid-Dip-Meter voraus.

Weiter wurde ein Einkreisempfänger als Vergleichsgerät benutzt, da durch die große Zahl der in Berlin arbeitenden Rundfunksender erhebliche Nebenwellenanteile im Kurzwellenbereich anfallen können. Um zu prüfen, ob die ungewollt empfangene Frequenz tatsächlich Nebenwelle eines Rundfunksenders ist oder als z. B. Kreuzmodulationsprodukt im Empfänger entsteht, benötigte man, da die untersuchten Schaltungen alle Überlagerungsempfänger waren, den Ø-V-1; außerdem diente er zu Meßzwecken.

Die Untersuchungen wurden nur an Überlagerungsempfängern durchgeführt, da die Auffassung bestand, daß unter heutigen Betriebsverhältnissen nur ein hochwertiges Gerät befriedigen kann. Die Untersuchungen erstreckten sich nicht auf den ZF- und den NF-Teil, da diese Schaltungsteile meist aus vorhandenen Geräten entnommen werden können. Die entscheidenden Probleme treten beim Selbstbau von Amateurempfängern stets im HF-Teil auf. Und dabei ist die Umschaltung der Bereiche von besonderer Bedeutung.

Im Interesse einer guten Weitabselektion und zur möglichen Vermeidung des Doppelüberlagerungsprinzips mit seinen schwierigen Abschirmbedingungen ist eine ausreichende Vorselektion erforderlich. Diese läßt sich nur mit 4 bis 6 Vorkreisen erreichen (dann wäre auch die erforderliche Nahselektion durch niedrige ZF zu verwirklichen), oder aber mit wenigen Vorkreisen und hoher ZF mit der Bedingung des Doppelsupers. Beide Möglichkeiten waren zu untersuchen.

Es wurden gebaut und gemessen:

a — Vorkreissuper mit Umschaltung durch Mehrstellenschalter,

b — Vorkreis-Bandfiltersuper mit Umschaltung durch 2 gekoppelte Schiebetastenschalter,
c — Vorkreissuper mit Drucktastenschalter,
d — Vorstufensuper mit Spulenrevolver.

Ein Gerät nach *d* (mit dem *MWC* als Nachsetzer) wurde seit Jahren benutzt. Nach etwa einem Jahr zeigte sich, daß die Edelmetallschicht der Kontakte beschädigt war. Dadurch ergaben sich untragbare Umschaltschwierigkeiten. Zusammen mit dem Spulenrevolver wurde ein 3fach-Drehko erforderlich. Da 3fach-Drehkondensatoren jedoch schwer erhältlich sind, machte man einen im Handel befindlichen UKW-Drehko für den vorliegenden Zweck dadurch brauchbar, daß die beiden von der Achse isolierten Rotorteile durch eine M 3-Schraube mit der Achse verbunden wurden. Dadurch entstand ein für den beabsichtigten Zweck gut verwendbarer 2fach-Drehko. Für den Vorkreis verwendete man mit gutem Erfolg eine Anordnung gemäß Bild 1. Eine Blattfeder (isoliert angebracht) gibt bei einer halben Drehung des Drehkos mit dem Rotor Kontakt, während bei der anderen Drehhälfte keine Verbindung besteht. Der

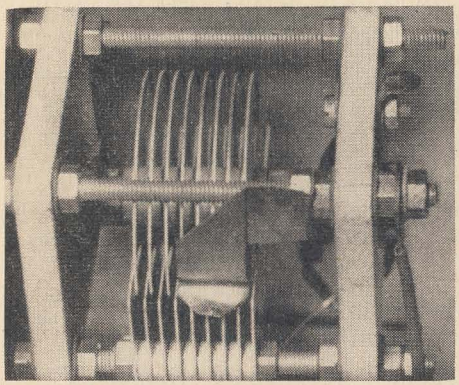


Bild 1
Drehkondensator für Eingangskreis mit Schaltkontakt

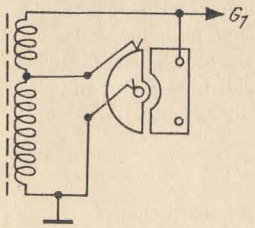


Bild 2 Schaltung der Anordnung nach Bild 1

Drehko hat einen Drehwinkel von 360°. Über diese Feder wird eine Induktivität so umgeschaltet, daß einmal der Bereich 80/40 m und das andere Mal 20/15/10 m abgestimmt werden (Bild 2).

Bei der unter *a* genannten Anordnung ist es wichtig, daß die nichtbenutzten Kreise kurzgeschlossen sind. Außerdem müssen die Leitungen nach dem Schalter möglichst kurz sein. Das erfordert einen engen Zusammenbau der Spulen und Trimmer. Damit besteht aber die Gefahr der Kopplung der einzelnen Kreise untereinander. Leider sind die abgeschalteten Kreise ja nicht unbedingt inaktiv, sie können auf höheren Frequenzen zu allerlei Schwierigkeiten führen (Schwinglöcher usw.). Die Kontrolle ist einfach. Die Spulengruppe wird bei jeder Schalterstellung mit dem Grid-Dip-Meter auf Resonanzstellen geprüft. Dabei findet man meist mehrere Frequenzen, bei denen das Instrument Resonanz anzeigt. Liegt diese Frequenz im Abstimmbereich oder im Bereich einer Oszillatorfrequenz, dann können die genannten Erscheinungen auftreten.

Eine gute Anordnung ist möglich, wenn das Umschalten des Vorkreises nach Bild 1 erfolgt und lediglich das des Zwischenkreises und des Oszilla-

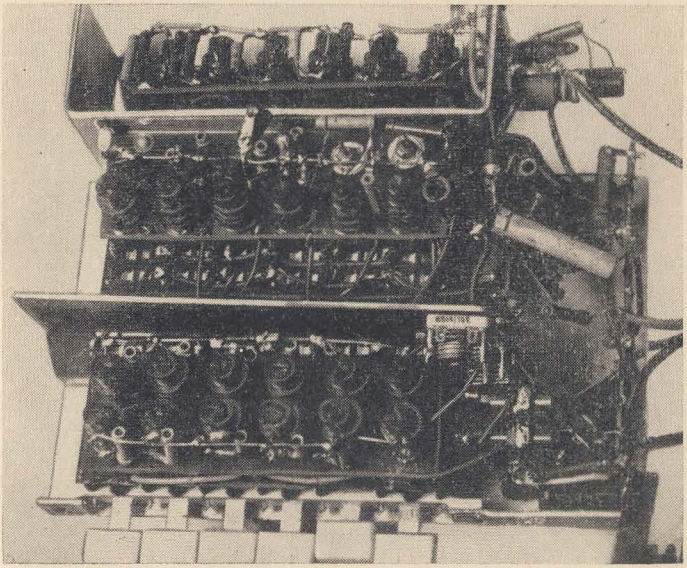


Bild 3 Bandfilter-HF-Teil mit Drucktasten-Umschaltung (2 Schaltsätze gekoppelt)

torkreises mit dem Schalter. Dann können die Spulen und Trimmer rings um die Schalterplatinen auf einer Ebene neben den jeweiligen Schalterkontakten angebracht werden. Außerdem genügt für die Abstimmung der obenerwähnte 2fach-Drehko. Diese Anordnung ist ausgezeichnet (wenn man diese Bezeichnung für nur 2 Vorkreise überhaupt benutzen darf).

Wie bereits gesagt, ist die Zahl der Vorkreise für eine ausreichende Vorselektion entscheidend. Es läßt sich rechnerisch leicht nachweisen, daß mindestens 4 bis 6 Vorkreise vorhanden sein müssen, will man mit Sicherheit den Einfall starker kommerzieller Sender (die auf einer Spiegelfrequenz arbeiten) im Amateurband vermeiden. In der kommerziellen Funktechnik versieht man die Empfänger daher mit mindestens 4 Vorkreisen. Dafür sind jedoch 4fach-Drehkondensatoren höchster Genauigkeit und komplizierte Spulenumschaltungen erforderlich. Die Nachrechnung zeigt aber, daß die Amateurbänder, bis auf das 80-m-Band, mittels Bandfilter, also mit festabgestimmten Kreisen, erfaßt werden können.

Die Umschaltung könnte durch 2 Schiebetastenschalter erfolgen, die man für den vorliegenden Zweck koppelt. Diese Schalter eignen sich jedoch nur bedingt, da bei der Betätigung jedesmal das Gerät auf dem Stationstisch hin- und hergeschoben wird; außerdem geben diese Schalter, die für andere Zwecke entwickelt wurden, ungenügenden Kontakt. Bild 3 zeigt die Anordnung der Spulengruppen, Bild 4 gesondert 1 Spulengruppe, um den Aufbau deutlich zu machen. Die Ansicht des HF-Teils gibt Bild 5.

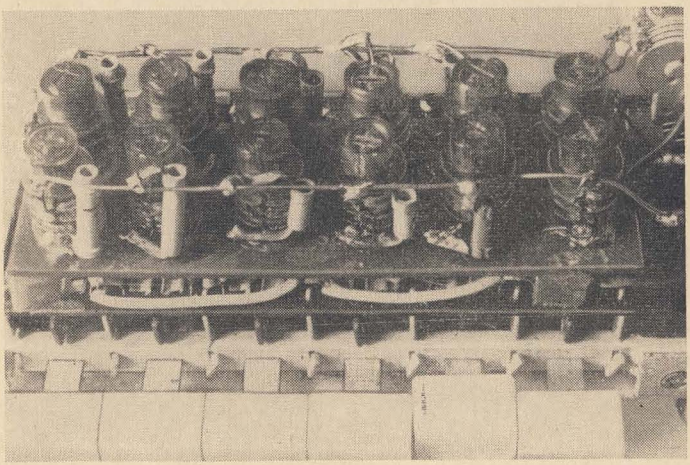


Bild 4 Blick auf die Eingangsfilter

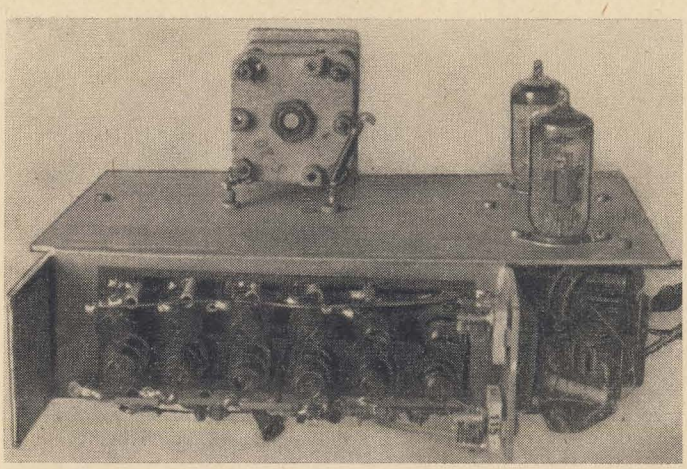


Bild 5 Komplette Ansicht eines Bandfilter-HF-Teils

Wie Bild 3 zeigt, sind die Eingangsfilter an der Frontplattenseite, also bei den Tasten angeordnet. In der Mitte, durch die Abschirmwand getrennt, folgen die Oszillatorspulen und, durch eine weitere Abschirmung getrennt und senkrecht zu den anderen Spulenachsen, die Zwischenkreisfilter. Alle nichtbenutzten Spulen werden kurzgeschlossen.

Die Kopplung der einzelnen Bandfilter erfolgt induktiv, die Einstellung des erforderlichen Kopplungsgrads geschieht durch geerdete kleine Kupferbleche zwischen den beiden Spulen. Bei zu loser Kopplung legt man 1 oder 2 Kopplungswinden lose über die beiden Spulen.

Das Betriebsergebnis der beschriebenen Schaltung war auf 80 m und 40 m ausgezeichnet. Die Bänder sind auffallend wenig mit Störsendern besetzt; Empfindlichkeit und Trennschärfe zeigten sich erheblich besser als mit den üblichen Spulenrevolverschaltungen. Das 80-m-Band ist in 2 Bereiche aufgeteilt, da sich das Band mit einem Bandfilterbereich nicht erfassen läßt. Telefoniesendungen, die bisher in den verschiedensten Störungen untergingen, konnten noch verständlich aufgenommen werden. Dabei gab es keine Gleichlaufprobleme, denn die gesamte Abstimmung erfolgte mit einem einfachen KW-Drehko. Der Drehko in der Antenne regelt lediglich die Eingangsleistung. Bei den höheren Bändern traten Störungen durch Kopplung der Spulen mit ihren Zuleitungen auf.

Eine Anordnung nach *c* wird in Bild 6 gezeigt. Es handelt sich um einen einfachen Vorstufensuper mit Drucktastenumschalter. Der Vorkreis ist nach Bild 2 geschaltet; auf dem Drucktastenschalter liegen lediglich der

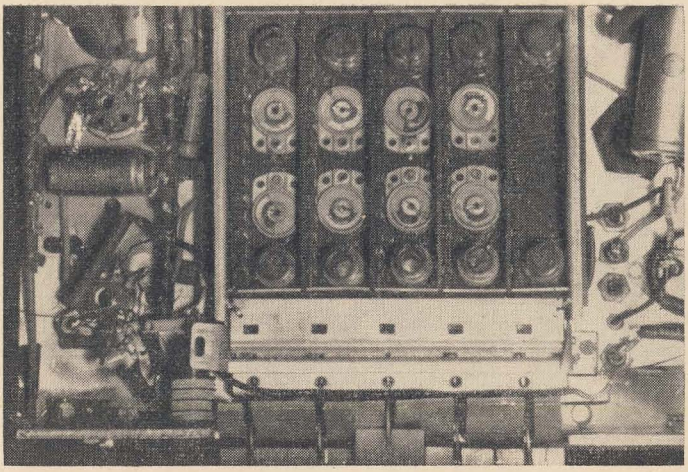


Bild 6 Eingangsteil mit Vorstufe und Tastenschalter

Zwischenkreis und der Oszillatorkreis, die wieder mit einem 2fach-Drehko der bereits beschriebenen Art abgestimmt werden. Auch hierbei wurde die Kopplung der einzelnen Bereiche durch die Schaltung im Schalter festgestellt. Durch geeignete LC-Verhältnisse der Kreise gelingt es zwar, unangenehme Folgen dieser Resonanzerscheinungen zu umgehen, aber ein „sauberes" Verfahren ist das nicht. Die nutzbare Empfindlichkeit entspricht der ähnlicher Schaltungen in anderer Anordnung. Sie kann aber auch bei Verwendung gleicher Röhren nicht so gut sein wie etwa die Bandfilterschaltung, da die Spiegelselektion auch bei relativ hoher ZF nicht befriedigt.

Nachfolgend wird nun eine Schaltung vorgestellt, die sich in der Praxis des Verfassers bewährt hat. Wie aus Bild 7 hervorgeht, handelt es sich um einen Vorsetzer mit 1 HF- und 1 Mischstufe (durch Bandfilter gekoppelt). Demnach hat das Gerät 3 Vorkreise, die fest abgestimmt sind. Dem Antennenkreis ist ein kleiner Drehko parallelgeschaltet, um Verstimmungen durch unterschiedliche Antennen auszugleichen.

Die Schaltung enthält als 1. Röhre 1 *ECF 82*. Das F-System wird zur HF-Verstärkung eingesetzt, das C-System legt mit einem 3,5-MHz-Quarz die Bandanfänge fest. Dieses System kann man abschalten. Die Regelspannung (AVC) wird dem Nachsetzer entnommen und durch einen Spannungsteiler herabgesetzt. Meist dürfte kein Quarz verfügbar sein;

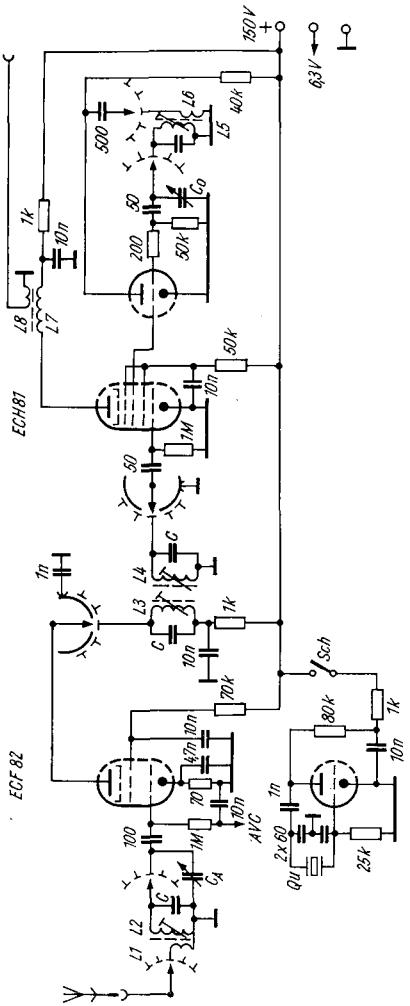


Bild 7 Schaltung eines Bandfilter-Eingangsteils für alle KW-Amateurbänder

Tabelle 1 (zu Bild 7)

Die Spulen rür 3,5 MHz und 7 MHz, auf 3-Kammerkörper mit 4-mm-Kern gewickelt, Drahtdurchmesser etwa 0,3 mm. Für die restlichen Bänder wurden Zylinderspulen, 7 mm Durchmesser mit 5,5-mm-Kern verwendet. Die Werte L 5/C betreffen die Änderungen bei Infradyneschaltung. Von den Kreis-C-Werten der Tabelle sind jeweils 35 pF für Schalt- und Röhrenkapazitäten abzuziehen. Gegebenenfalls kann dieser Wert mit einem kleinen Trimmer eingestellt werden.

Band Kreis-C	3,5 MHz 160 pF	7 MHz 80 pF	14 MHz 50 pF	21 MHz 35 pF	28 MHz 35 pF
L 1	6 Wdg.	4 Wdg.	3 Wdg.	3 Wdg.	2 Wdg.
L 2	34 Wdg.	28 Wdg.	16 Wdg.	13 Wdg.	9 Wdg.
L 3	34 Wdg.	28 Wdg.	16 Wdg.	13 Wdg.	9 Wdg.
L 4	34 Wdg.	28 Wdg.	16 Wdg.	13 Wdg.	9 Wdg.
L 5	30 Wdg.	26 Wdg.	15 Wdg.	12 Wdg.	9 Wdg.
L 5/C	40 Wdg./ 250 pF	30 Wdg./ 110 pF	17 Wdg./ 55 pF	14 Wdg./ 45 pF	10 Wdg./ 35 pF
L 6	6 Wdg.	5 Wdg.	4 Wdg.	4 Wdg.	3 Wdg.

dann ist in der 1. Stufe 1 *EF 85* oder *EF 183* besser. Für diese Röhren kann die volle Regelspannung benutzt werden. Die Regelspannung gewinnt man wie üblich bei Fonie-Empfang am Demodulator, bei CW regelt man von Hand.

Bild 8 zeigt die Abstimmkurven der Bandfilter mit eingetragenen Bandgrenzen. Die Kurven wurden unter der Annahme gezeichnet, daß die Kreise eine Betriebsgüte von 100 haben. Aus den angegebenen Bandgrenzen läßt sich erkennen, daß — abgesehen vom 3,5-MHz-Band und vom 28-MHz-Band — die Filter optimal bzw. unterkritisch gekoppelt sein können. Bei 28 MHz sind die Verhältnisse meist besser, als in Bild 2 dargestellt, weil dort die Güte der Kreise schlechter als 100 ist.

Bleibt noch das 3,5-MHz-Band. Wie jahrelange Praxis und Messungen ergeben haben, werden dort (bei den übrigen Bändern auch) durch den Korrekturkondensator im Vorkreis die Mängel des überkoppelten Bandfilters ausgeglichen. Die Bandfilter müssen abgeschirmt sein, auch die Zuleitungen dürfen nicht kapazitiv aufeinander einwirken. (Auf diese Forderung achte man besonders bei Verwendung von Tastenschaltern — eventuelles Schieben des Geräts!)

Bild 9 zeigt als Beispiel einen einbaufertigen 5-Band-Vorsetzer (Schaltung Bild 7). Die Kopplung der Bandfilterkreise erfolgt induktiv; sie ist bei den gewählten Bauteilen bei 3,5 MHz und 7 MHz zu fest, bei 21 MHz und 28 MHz zu lose. Die richtigen Koppelwerte erreichte man bei den zuerst genannten Bändern durch dünne Kupferfolien zwischen den Kreisen, bei den anderen Bändern durch eine Koppelschleife. Im Muster

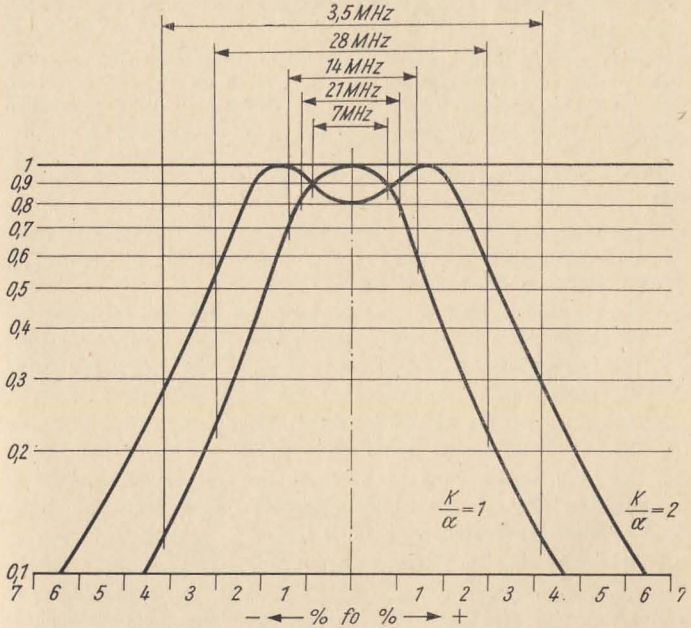


Bild 8 Selektionsverlauf der Bandfilter bei den 5 Bändern (die Kurven gelten für eine Kreisgüte von 100, nicht eingezeichnet der nachstimmbare Einfluß des Vorkreises)

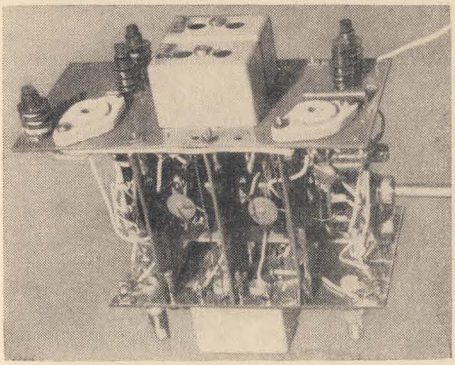


Bild 9
Ansicht des Bandfilter-Eingangsteils nach Bild 7

wurden bei 28 MHz die Filterkreise lediglich um den gewünschten Betrag verstimmt.

Zusammen mit dem Vorkreis ergibt diese Anordnung eine sehr gute Vorselektion und Nebenwellensicherheit. Durch die regelbare Vorstufe wird die Empfindlichkeit bis an die Rauschgrenze der Vorröhre getrieben, so daß auch in dieser Hinsicht keine Wünsche offenbleiben.

Der Vorsetzer kann nun auf die verschiedenste Weise mit dem Nachsetzer zusammengeschaltet werden:

a — Der Oszillator ist auf eine um die Zwischenfrequenz höhere Frequenz als die Empfangsfrequenz fest abgestimmt. Empfängerabstimmung im Nachsetzer.

b — Der Oszillator ist auf eine Frequenz, die um die ZF niedriger liegt als die Empfangsfrequenz, fest abgestimmt. Abstimmung im Nachsetzer.

c — Der Oszillator im Vorsetzer wird auf einer Frequenz höher als die Empfangsfrequenz durchgestimmt. Die Auskopplung der ZF erfolgt über einen auf die ZF abgestimmten Kreis an den Nachsetzer, der fest auf diese ZF abgestimmt ist.

d — Der Oszillator im Vorsetzer wird auf eine Frequenz, die um die ZF niedriger liegt als die Empfangsfrequenz, über das Band durchgestimmt. Auskopplung wie unter *c*.

In Tabelle 1 sind die Daten der Kreise für die Einsatzarten *a* und *b* zusammengestellt. Als ZF wurde 2 MHz gewählt. Durch diese hohe ZF ergibt sich eine erhebliche Verbesserung der Spiegelfrequenzsicherheit gegenüber der üblichen ZF von etwa 460 kHz. Die in der Tabelle angegebenen Kondensatorwerte bedeuten die Gesamtkapazitäten, d. h., Schalt- und Röhrenkapazitäten sind darin enthalten. Die zugeschalteten Kreiskondensatoren müssen um etwa 35 pF unter den Tabellenwerten liegen. Beim Vorabgleich der Filter im nichteingebauten Zustand müssen natürlich diese 35 pF zugeschaltet werden, damit man die Sollkapazitäten (wie in Tabelle angegeben) erreicht.

Zu den Betriebsweisen *b* und *d* wäre noch zu sagen, daß diese Schaltung vor vielen Jahren als Infradyneschaltung bekannt geworden ist. Sie bringt z. T. eine erhebliche Verbesserung der Spiegelselektion, ohne daß zusätzliche Schaltmittel erforderlich sind. Beim 3,5-MHz-Empfangsbereich und bei einer ZF von 2 MHz ist überhaupt keine Spiegelwelle vorhanden, und auch bei den übrigen Bändern läßt sich gegenüber der Superhetschaltung ein deutlicher Vorteil feststellen. Bei den üblichen Geräten wird man diese Schaltung meist nicht verwenden, da man den Variationsbereich von Vorkreis- und Oszillatorabstimmung (besonders bei Bereichsumschaltung) mit den normalen Abstimmitteln kaum beherrschen kann. Im Amateurbetrieb mit seinen schmalen Bändern entfallen diese Einschränkungen; diese Schaltvariante mit ihren Vorteilen sollte daher voll genutzt werden.

Die Schaltungen nach *a* und *b* bieten weiter den Vorteil, daß man für sämtliche Bänder nur 1 Skala braucht. Ist der Nachsetzer z.B. um 500 kHz von 2 MHz bis 2,5 MHz durchstimmbar, dann gilt dieser Abstimmbereich für alle 5 Bänder. Ein kleiner Nachteil liegt darin, daß der ZF-Ausgang sehr breitbandig sein muß. Das 28-MHz-Band ist dabei in 3 Bereiche zu gliedern. Die Tabellenwerte für die Kreise bleiben bestehen; lediglich die Abstimmung des Oszillators wird mit L 5 geändert.

Ein Nachteil der Schaltung nach *c* und *d* ist bei Bandempfang die kompliziertere Oszillatorschaltung. Während bei *a* und *b* im Oszillatorkreis lediglich ein Festkondensator erforderlich ist, sind bei *c* und *d* Serien- und Parallel-Cs zur Bandeinengung notwendig. Die Berechnung dieser Werte, besonders wenn handelsübliche C-Werte benötigt werden, kostet einige Zeit.

Bild 10 zeigt die Schaltung des Oszillatorkreises. In Tabelle 2 sind als Anhalt die Werte für *d* und eine ZF von 2 MHz aufgetragen. Auch die Windungszahlen der Induktivitäten L 5 und L 6 ändern sich entsprechend.

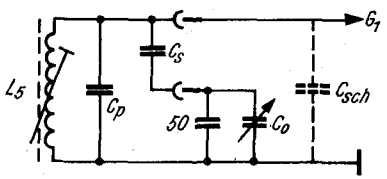


Bild 10
Schaltung des Oszillatorkreises für Variante d

Tabelle 2 (zu Bild 10)

Die Werte gelten für die Verwendung eines Drehkondensators von 10···250 pF ‖ 50 pF und für eine ZF von 2 MHz. C_{sch} ist in den Tabellendaten bereits berücksichtigt (35 pF). Infradyneschaltung!

Band	Abstimmbereich	C_p	C_s	ΔC
3,5 MHz	1,45··· 1,9 MHz	100 pF	500 pF	203,5···371 pF
7 MHz	4,9 ··· 5,2 MHz	50 pF	70 pF	117,4···141,8 pF
14 MHz	11,9 ···12,5 MHz	20 pF	50 pF	82,3··· 97,8 pF
21 MHz	18,9 ···19,5 MHz	—	30 pF	55 ··· 62,3 pF
28 MHz	25,9 ···27,5 MHz	—	40 pF	59 ··· 70,3 pF

Der Festkondensator parallel zum Drehkondensator soll dessen Anfangskapazität heraufsetzen und damit die Gleichförmigkeit des Skalenverlaufs verbessern. In C_{sch} sind die Röhren- und Schaltkapazitäten mit 35 pF zusammengefaßt. Die Tabellenwerte gelten natürlich nur, wenn mit einem gleichen Drehko und mit der gleichen ZF gearbeitet wird.

Für den Aufbau dieser Schaltung eignen sich Mehrebenendrehschalter (Löffelschalter), Tastenschalter und Spulenrevolver. Es muß aber die

Möglichkeit bestehen, die nicht benutzten Filterspulen kurzzuschließen, insbesondere ist eine gute Schirmung zwischen den einzelnen Schaltereebenen zu gewährleisten. Einen deutlichen Vorteil bringen wechselbare Spulenkästen. Kontaktfedern und Leisten sind als Fernsehempfängerteile erhältlich, die Kästen lassen sich aus kupferkaschiertem Material leicht zusammenlöten. Dadurch erreicht man auch eine ausreichende Schirmung.

Der Abgleich des Vorsetzers ist einfach, wenn keine inneren Kopplungen auftreten. Die einzelnen Kreise werden vor dem Einbau mit einem Dipmeter vorabgeglichen. Dabei muß man, wie bereits gesagt, den Einfluß der nach Einbau auftretenden Zusatzkapazitäten berücksichtigen. Hat man einen Quarz für den Bandanfang, so wird dieser, nachdem der Vorsetzer fertig ist, eingeschaltet. Man schaltet den Oszillator ab und legt ein Diodenvoltmeter [1] an den 70-Ω-Ausgang des Vorsetzers. Auch die Regelspannung wird auf 0 gelegt. Jetzt stimmt man die Kreise von hinten nach vorn auf maximalen Ausschlag des Instruments ab. Bei 7 MHz ist durch die Einstellung des Schirmblechs darauf zu achten, daß beim Durchstimmen des Dipmeters nur 1 Maximum entsteht. Bei 3,5 MHz muß jeweils 1 Kreis des Filters durch einen 1000-pF-Kondensator verstimmt werden, während man den nichtverstimmten Kreis auf Bandmitte abstimmt. Nach Entfernen des Verstimmungskondensators wird mit dem Dipmeter die Lage der Höcker in der Abstimmkurve festgestellt und das Schirmblech so angeordnet, daß die Höcker etwa 120 kHz auseinanderliegen. Bei den hochfrequenten Bändern kann man durch eine kleine Koppelschleife die Kopplung fester machen; meist dürfte das aber nicht erforderlich sein.

Bei all diesen Arbeiten soll der Eingangskreis verstimmt sein, erst nach Abgleich der Filter wird dieser nachgestimmt. Dabei soll der Nachgleichkondensator im Eingangskreis bei den beiden niederfrequenten Bändern etwa in der Mitte, bei den hochfrequenten im 1. Drittel stehen. Nach diesem Abgleich ist der Oszillator einzuschalten und so abzugleichen, daß am Ausgang die gewünschte ZF erscheint. Diese Abstimmung wird am Nachsetzer kontrolliert. Nach diesem Abgleich schaltet man wieder die Regelspannung zu, und das Gerät kann in Betrieb gehen.

Eine wesentliche Voraussetzung für ein befriedigendes Ergebnis ist die saubere Ausführung der Schaltung und ihr stabiler Aufbau. Die Induktivitäten, insbesondere die Oszillatorkreise, dürfen nicht den Temperatureinflüssen von Röhren u. a. unterworfen sein. Die Wicklungen der Spulen müssen fest liegen; sie sind ggf. mit Bienenwachs festzulegen. Es sei nochmals daran erinnert, daß die Tabellenwerte L 5 und L 6 bei anderer ZF und Schaltung entsprechend zu ändern sind. Auch der Nachsetzer muß evtl. in seinen Eingangswerten der vorgesehenen ZF entsprechend dimensioniert werden. Wertvolle Hilfe gibt bei allen beschriebenen Arbeiten [2].

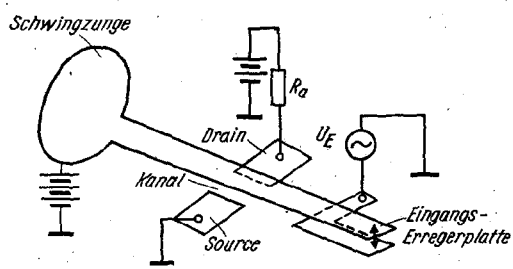
Literatur

[1] *Fußnegger, F.:* Meßtechnik für den Funkamateur, Band 12 der Reihe „Der praktische Funkamateur" Deutscher Militärverlag, Berlin

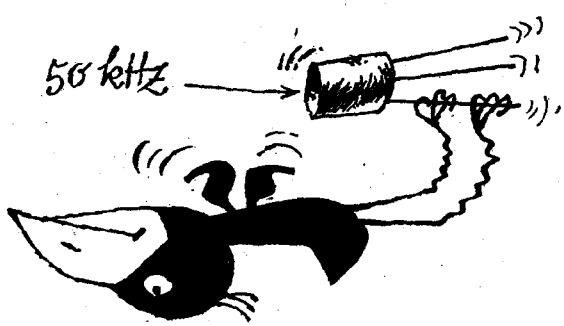
[2] *Pitsch, H.:* Lehrbuch der Funkempfangstechnik, Akademische Verlagsgesellschaft Geest & Portig, Leipzig

Weiterentwicklungen des Feldeffekttransistors

Man bildete einen Teil des Feldeffekttransistors als resonanzfähige „Zunge" aus (Bild). Das Material der federnden Zunge ist Goldblech. Sie kann durch eine Wechselspannung am Eingang des Feldeffekttransistors erregt werden und steuert ihrerseits wieder den Drain-Strom des FET. Es leuchtet ein, daß ein Maximum der Schwingungsamplitude an der „Zunge" dann auftritt, wenn die Frequenz der steuernden Wechselspannung mit der Resonanzfrequenz der Zunge zusammenfällt.



Der RGT (resonant gate transistor ≙ Transistor mit schwingender Elektrode) ist noch in Laborfertigung (1969), kann jedoch für viele Anwendungen interessant werden. Einige bisher erreichte Werte: Resonanzfrequenz je nach Zunge zwischen 500 Hz und 50 kHz, Güte 30 bis 150 bei normalem Luftdruck, die im Vakuum bis auf 1000 steigt.



Wir stellen vor:

SSB-KW-Transceiver DELTA-A (VR Ungarn)

1969 ging im *Mechanikai Laboratorium*, Budapest, der ausschließlich für die Belange des Amateurfunks konstruierte Kurzwellen-SSB-Transceiver in die Serienfertigung. Bei der Entwicklung des Geräts strebten die Entwicklungsingenieure des Werkes — unter Mitwirkung von Funkamateuren — eine zeitgemäße Lösung an; dabei fanden die Besonderheiten des Amateurfunksports und die heimische Bauelementesituation Beachtung. Das Gerät ist zu ungefähr 80% transistorisiert, etwa 90% aller Bauelemente werden im Inland hergestellt.

Der Transceiver enthält 25 Transistoren, 7 Röhren und 1 Stabilisatorröhre. Der Netzteil ist mit dem Lautsprecher in einem separaten Gehäuse untergebracht. Diese Konzeption ermöglichte kleinen Aufwand, geringes Gewicht und minimale Abmessungen, was sich gleichermaßen günstig für stationären und mobilen Betrieb auswirkt.

Die Daten der *DELTA-A*-Serienfertigung

Frequenzbereiche

80 m 3,5··· 4,0 MHz
40 m 7,0··· 7,5 MHz
20 m 14,0···14,5 MHz
15 m 21,0···21,5 MHz
10 m 28,0···28,5 MHz

Durch Austausch des Quarzes kann im 10-m-Band jede Frequenz eines 500 kHz breiten Bereichs zwischen 28 und 30 MHz eingestellt werden.

Der Transceiver ist so konstruiert, daß in jedem Band jede Betriebsart* eingestellt werden kann.

AM-Empfang wird mit *zero-beat* in der Betriebsart SSB durchgeführt. Die spezielle Schaltung des BFO ermöglicht im RTTY-Betrieb den

* Betriebsarten — *USB, OSB, CW, RTTY*

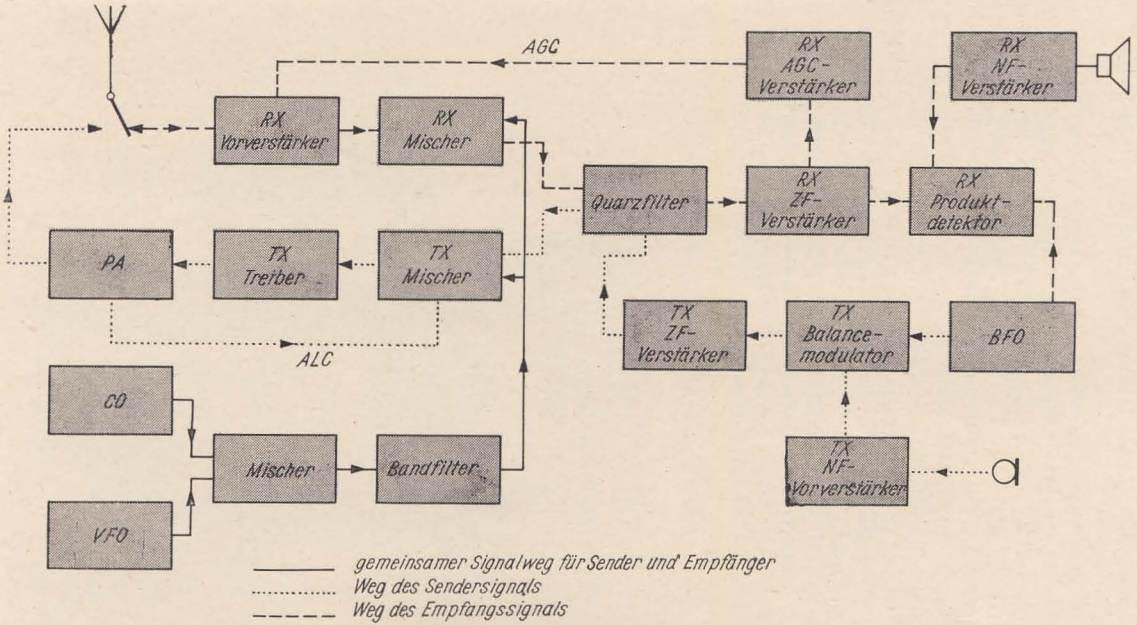


Bild 1 Übersichtsschaltplan des ungarischen SSB-KW-Transceivers DELTA-A

kristallstabilen Frequenzhub. Zum RTTY-Empfang ist ein besonderer Adapter notwendig.

Frequenzstabilität — Nach 20 min Aufwärmung 100 Hz/Std. In allen Betriebsarten, sowohl bei Empfang als auch bei Senden, gleiche Stabilität.

Skala — Präzisions-Foto-Projektionsskala. In allen Bändern beschriftete 10-kHz-Teilungen und 1-kHz-Teilstriche; das gewährleistet sicheres Ablesen für 250 Hz. Die Abstimmung geschieht mit Fein- und Grobeinstellknopf über einen Friktionsantrieb.

Übersetzung des Grobantriebs 1:1

Übersetzung des Feinantriebs 1:75

Skalengenauigkeit — 0,5 Teilstriche von einem geeichten Punkt bis zum nächsten Punkt.

Eichung — Es wird das Spektrum eines 100-kHz-Quarzes benutzt. Der transistorisierte Quarzeichgenerator ist im Gerät eingebaut.

Meßinstrument — Zum Empfang: S-Meter, S 1···S 9, +20 dB, +40 dB
Zum Senden: Anodenstrommesser

Bild 2 *Frontplattenansicht des DELTA-A*
Oben links Meßwerke für S-Meter und Strommessung,
oben rechts Projektionsskale.
Obere Knopfreihe: Plate- und Load-Abstimmung;
mittlere Knopfreihe: RF-Tuner, Volume, ANL, RF-Gain, RX-Vernier;
untere Knopfreihe: Bandschalter, AE-Gain, Betriebsart

Das Umschalten des Meßinstruments geschieht automatisch. In Sendestellung ist durch Drücken des „P_{out}"-Knopfs Messen der Antennenausgangsspannung möglich.

Antennenimpedanz — 60 Ω asymmetrisch, Stehwellenverhältnis 1:2
Abmessungen — 155 mm × 305 mm × 385 mm
Gewicht — etwa 10 kp

Die Daten des Empfängers

Empfindlichkeit — In *SSB-Betrieb* ist das Signal/Rausch-Verhältnis bei 1 µV Eingangssignal besser als 18 dB. In *cw-Betrieb* mit eingeschaltetem CW-Filter und bei 1 µV Eingangssignal ist das Signal/Rausch-Verhältnis besser als 28 dB.

ZF-Bandbreite — bei −6 dB, 2,4 kHz; bei −60 dB 5 kHz.

Die Selektivität wird durch ein Quarzfilter mit 6 Quarzen gesichert.

Spiegelfrequenzselektivität −55 dB (auf 80 m besser als 70 dB, auf 10 m besser als 55 dB).

Verstärkungs-Regelung — besondere HF-Empfindlichkeits- und NF-Handregelung sind eingebaut. Neben der stetigen Empfindlichkeitsregelung ist für starke Signale ein automatischer Regelkreis vorgesehen.

Zeitkonstante der automatischen Empfindlichkeitsregelung — 0,3 s.

RIT-control (Receiver incremental tuning) — Einfaches Umschalten mit Hilfe der stetigen Regelung der Empfangsfrequenz ohne Änderung der Sendefrequenz. Die Abstimmung ist elektronisch gelöst. Die Empfangsfrequenz kann zur Sendefrequenz um ±2 kHz verschoben werden.

NF-Bandbreite
bei SSB-Betrieb 0,3—3 kHz,
bei CW-Betrieb 0,8—1 kHz
(mit eingeschaltetem CW-Filter)

NF-Ausgang
an 4 Ω etwa 0,7 W
an 600 Ω etwa 5 mW

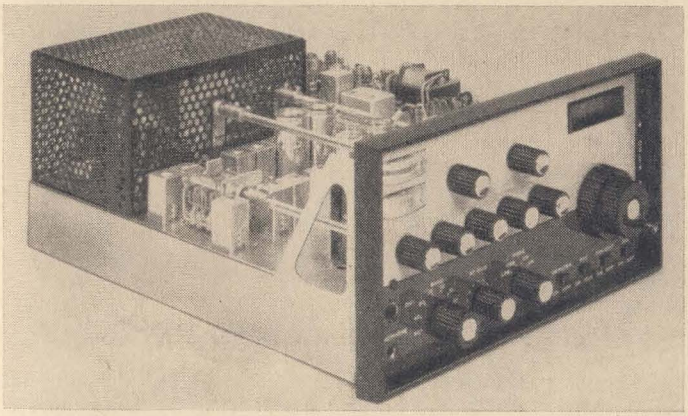


Bild 3 Ansicht des Chassis von DELTA-A

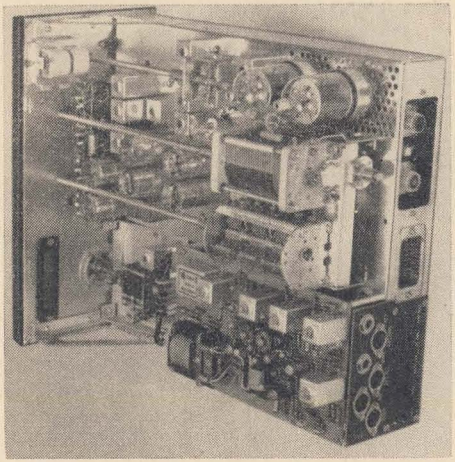


Bild 4
Blick auf das Chassis des DELTA-A; eine 2. Platine befindet sich unterhalb des Chassis

Der Lautsprecher ist in den Netzteil eingebaut. Beim Anschließen des Kopfhörers wird der Lautsprecher automatisch abgetrennt.

Daten des Senders

Eingangsleistung	180 W PEP
Trägerunterdrückung	besser als 45 dB
Seitenbandunterdrückung	besser als 50 dB
Unterdrückung der Oberwellen	besser als 35 dB

Die eingebauten Schutzmaßnahmen gegen *TVI* und *BCI* ermöglichen einen störungsfreien Betrieb auch in Großstädten.

Sende-Empfangs-Umschaltung

Betriebsart SSB — PTT-Handschaltung mit Hilfe des am Mikrofon plazierten Handschalters, automatisch durch die eingebauten VOX-ANTIVOX-Schaltungen.

Betriebsart cw — *Break-in*-Schaltung sowie ein der eigenen Kontrolle dienender *side-tone*-Oszillator sind eingebaut.

Mikrofoneingang

erforderliche Eingangsspannung	max. 10 mV
Eingangswiderstand	50 kΩ

Eine Übersteuerung des Senders wird durch die eingebaute *ALC*-Schaltung verhindert.

In Tabelle 1 sind die Werte der bekanntesten vergleichbaren Geräte gegenübergestellt. Beachtung verdient, daß diese Geräte nicht billig sind. Gleichzeitig kann, ohne unbescheiden zu sein, festgestellt werden, daß die

technischen Parameter und der Bedienungskomfort des *DELTA-A* hinter diesen Konstruktionen nicht zurückstehen.

Amateure der Stationen *HA 5 AM, HA 5BD, HA 5 BG, HA 5 DI,* des Kollektivs von *HA 5 KBP* u.a. erprobten Prototypen des *DELTA-A* in verschiedenen Gebieten des Landes sowie im Ausland (Sowjetunion, DDR, ČSSR usw.). Der mit *201* bezeichnete Prototyp wurde im August 1968 während 13 aufeinanderfolgender Tage mit durchschnittlich 12- bis 13stündigem Betrieb, einmal sogar 23 Stunden lang ohne Unterbrechung, erprobt. 500 QSOs ermöglichten zahlreiche Experimente. Die QSOs gliedern sich in 60% Europaverbindungen, 20% Verbindungen über 3000 km, 20% Verbindungen über 10000 km.

Tabelle 1

Gerät	DELTA-A	SB 100	SWAN 350	TR-4	SR 400
Sendeleistung	180 W	180	400	300	400
Seitenbanddämpfung	50 dB	55	40	40	50
Trägerunterdrückung	45 dB	50	50	50	50
Oberwellendämpfung	35 dB	35	30	30	30
RX-Empfindlichkeit für 1 µV	18 dB	15	16	16	20
Bandbreite bei 6 dB	2,4 kHz	2,1		2,1	2,1
Spiegelwellendämpfung	55 dB	50			50
Frequenzstabilität	100 Hz/h	100		100	100
Komfort					
VOX	ja	ja	nein	ja	ja
Notch filter	nein	nein	nein	nein	ja
ALC	ja	ja	ja	ja	ja
Pout-Messung	ja	ja	nein	ja	ja
S-Meter	ja	ja	ja	ja	ja
CW-Filter	ja	nein	nein	nein	ja
RIT-control	ja	nein	nein	nein	ja
Calibrator	ja	ja	nein	ja	ja
Skalenteilung	beschr. alle 10 kHz	100 und 5	50	50	50 und 5
	Teilstrich alle 1 kHz (Foto-Skala)	1 (2fach-Skala)	5	1 (2fach-Skala)	1 (2fach-Skala)
OSB	ja	ja	80/40 m	ja	ja
VSB	ja	ja	20+15 +10 m	ja	ja
CW	ja	ja	ja	ja	ja
AM	nein	nein	nein	ja	nein
Einzelhandelspreis	etwa 40000 Ft.	3000 Sfr.	2130 Sfr.	3095 Sfr.	3975 Sfr.

Tabelle 2 Frequenztabelle zum DELTA-A

Band m	Quarz-frequenz MHz	VFO-Bereich MHz	Oszillator-bereich MHz	ZF MHz	Band MHz
80	—	5,0···5,5	5,0··· 5,5	9	3,5··· 4,0
40	21,5	5,0···5,5	16,0···16,5	9	7,0··· 7,5
20	—	5,0···5,5	5,0··· 5,5	9	14,0···14,5
15	35,5	5,0···5,5	30,0···30,5	9	21,0···21,5
10	42,5	5,0···5,5	37,0···37,5	9	28,0···28,5

Für die restlichen 10-m-Teilbereiche werden die Quarze
43,0 MHz (28,5···29,0 MHz)
43,5 MHz (29,0···29,5 MHz)
44,0 MHz (29,5···30 MHz)
benötigt.

Literatur

Aus „*Radiotechnika*" Budapest, Heft 4/1969, übersetzt von *J. Hermsdorf*

Der Ringmodulator – eine Baustufe des SSB-Senders

Dipl.-Ing. H. Weißleder-DM 2 CEK

Allgemeines

Zur Einführung seien an Hand eines freigewählten Beispiels einige prinzipielle Fragen geklärt.

Ein hochfrequenter Träger $f_\Omega = 2000$ kHz soll mit Niederfrequenz im Bereich von $f_\omega = (0{,}3 \cdots 3{,}4)$ kHz moduliert werden. Als Modulator wurde ein nichtlineares Bauelement mit quadratischer Kennlinie verwendet (Bild 1). Bild 2 zeigt das dazugehörende Ausgangsspektrum (vereinfacht). Im weiteren besteht die Aufgabe darin, mit einem trennscharfen Filter das obere Seitenband herauszufiltern. Das NF-Band, das untere Seitenband und der Träger sollen dabei ausreichend (z. B. $a = 40$ dB) unterdrückt werden. Damit stehen die Anforderungen an das Filter fest (Bild 3). Es wird eine Sperrdämpfung von $a = 50$ dB gefordert, damit

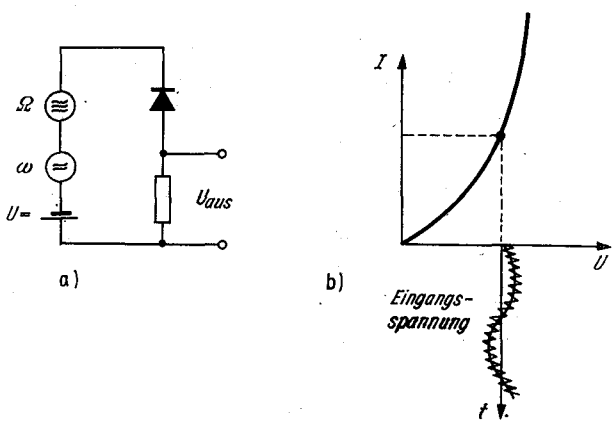


Bild 1 Schaltung (a) und Kennlinie (b) zur Modulation an einem nichtlinearen Bauelement

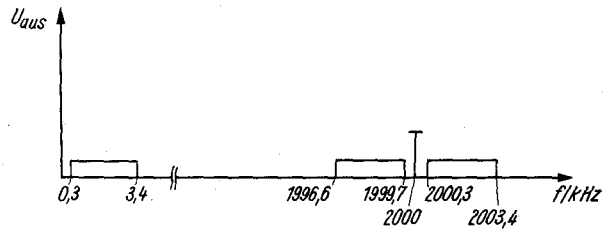


Bild 2 Ausgangsspektrum für das gewählte Beispiel

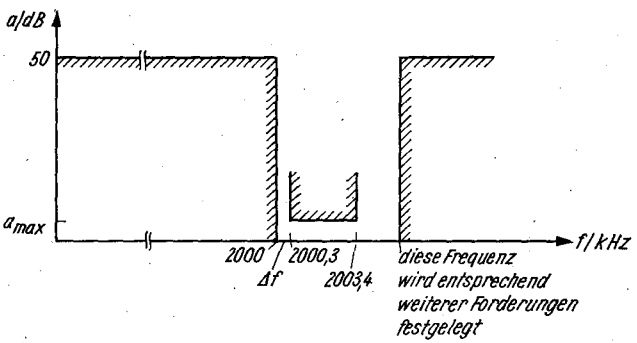


Bild 3 Anforderungen an das Filter

Restträger und unterdrücktes Seitenband gegenüber dem erwünschten Seitenband eine Dämpfung von $a \geqq 40$ dB aufweisen. Es ist zu berücksichtigen, daß der Träger im Ausgangsspektrum des Modulators mindestens 6 dB kräftiger ist als jedes der beiden Seitenbänder ($m = 100\%$). In unserem Beispiel fordern wir eine Flankensteilheit von etwa 50 dB je 0,3 kHz bei einer Grundfrequenz von 2000 kHz. Man kann in diesem Fall eine Güte definieren

$$\frac{f}{\Delta f} = \frac{2000}{0{,}3} \approx 6700.$$

Solche Werte sind auch für gute Quarzfilter nicht sehr häufig.

Wird jedoch eine Modulatorschaltung mit trägerunterdrückter Wirkung benutzt, so kann der Übergangsbereich Δf des Filters verdoppelt werden (Übergang vom Wert der minimalen Sperrdämpfung zum Wert der maximal zulässigen Welligkeit), Bild 4. Damit sind die Sperranforderungen nur noch $a \geqq 40$ dB. Das ist gleichbedeutend mit einer Verringerung der Filterkosten.

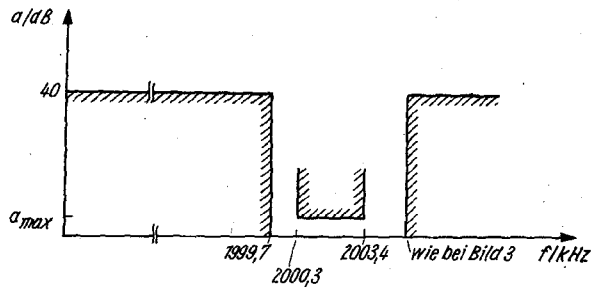


Bild 4 Anforderungen an das Filter bei Modulator mit trägerunterdrückender Wirkung

Halbleiterdiode

Die Stromleitung im pn-Übergang wird mit Gl. (1) beschrieben.

$$I = I_0 \left(e^{\frac{U}{U_T}} - 1 \right); \tag{1}$$

I_0 — Sperrstrom der Diode, U_T — Temperaturspannung, etwa 28 mV bei 20°C, U — angelegte Spannung.

Bild 5 zeigt den Kennlinienverlauf einer idealen und einer realen Halbleiterdiode. Man beachte, daß der 1. und 3. Quadrant in verschiedenen Maßstäben dargestellt ist. Die Abweichung im Durchlaßbereich ist auf

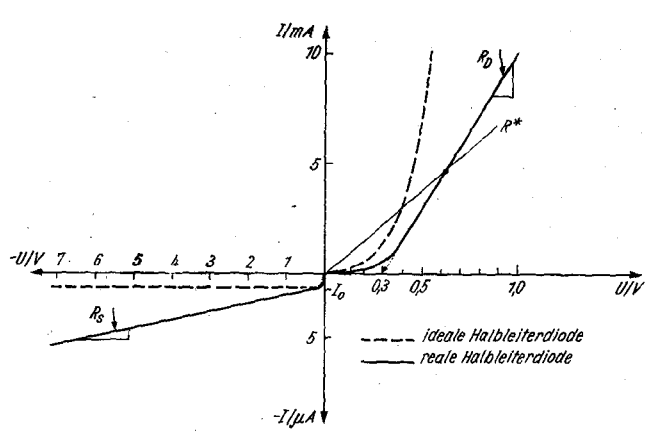


Bild 5 Kennlinienverlauf von Halbleiterdioden

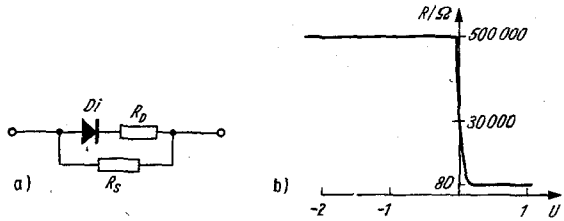


Bild 6 Ersatzschaltbild für tiefe Frequenzen (a), Diodenwiderstandsverlauf (b)

die linearisierende Wirkung des Bahnwiderstands ($\approx R_0$) zurückzuführen, während ein zur idealen Diode parallelliegender ohmscher Widerstand ($\approx R_S^4$) den größeren Sperrstrom erklärt. Das Ersatzschaltbild Bild 6a gilt nur für tiefe Frequenzen.

Zur Kennlinie von Germaniumdioden kann allgemein gesagt werden, daß sie im Durchlaßbereich oberhalb von 0,3 V, im Sperrbereich für Spannungen ab −0,1 V etwa linear verläuft und eine Steigerung von R_0 bzw. R_S aufweist. Im Bereich von −0,1 V··· U ··· +0,3 V nimmt die Kennlinie einen gekrümmten Verlauf.

Wird eine solche Diode von einer ausreichend großen Spannung (Gl. [2]) gesteuert, so verhält sie sich wie ein Schalter, der im Takt dieser Steuerspannung seinen Widerstand von R_S auf R_0 umschaltet (Bild 6b).

$$U \gg U_0; \tag{2}$$

U — über die Diode gelegene Steuerspannung, U_0 — Knickspannung (Germanium = 0,3 V).

Übertragungsverhalten des Ringmodulators — Funktionsweise

Der Ringmodulator ist ein quasilinearer Vierpol, dessen Parameter von der Zeit abhängig sind. Diese Zeitabhängigkeit wird von außen vorgegeben, indem man in die Klemmen 3,3′ (Trägerklemmen) einen ent-

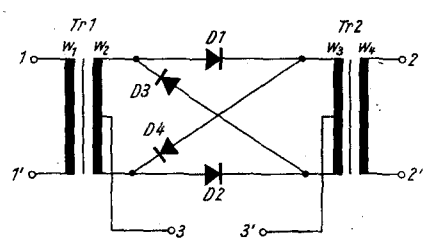


Bild 7 Grundsätzliche Ringmodulatorschaltung

sprechenden zeitabhängigen Strom einspeist. Bild 7 zeigt die grundsätzliche Schaltung. Die an die Klemmen 3,3′ angelegte Trägerspannung steuert abwechselnd während einer Periode der Trägerschwingung die Dioden D 1,2 und D 3,4 (Bild 8b) und D 1,4 und D 2,3 (Bild 8d) leitend, *d.h., sie arbeiten nur als elektronische Schalter.*

Bild 8 erklärt den Stromfluß im Ringmodulator mit Hilfe von Strompfeilen. Die Länge der Pfeile entspricht der Stromstärke. Die Transformatoren Tr 1 und Tr 2 wurden vereinfacht dargestellt. Während Bild 8a die Trägerschwingung zeigt, erläutern die Teile b bis e, wie eine an die Signalklemmen 1,1′ angelegte kleine Gleichspannung am Ausgang 2,2′ im Rhythmus der Trägerperiode umgepolt erscheint. Diese Eigenschaft des Ringmodulators wird von der Umpolfunktion beschrieben, die man

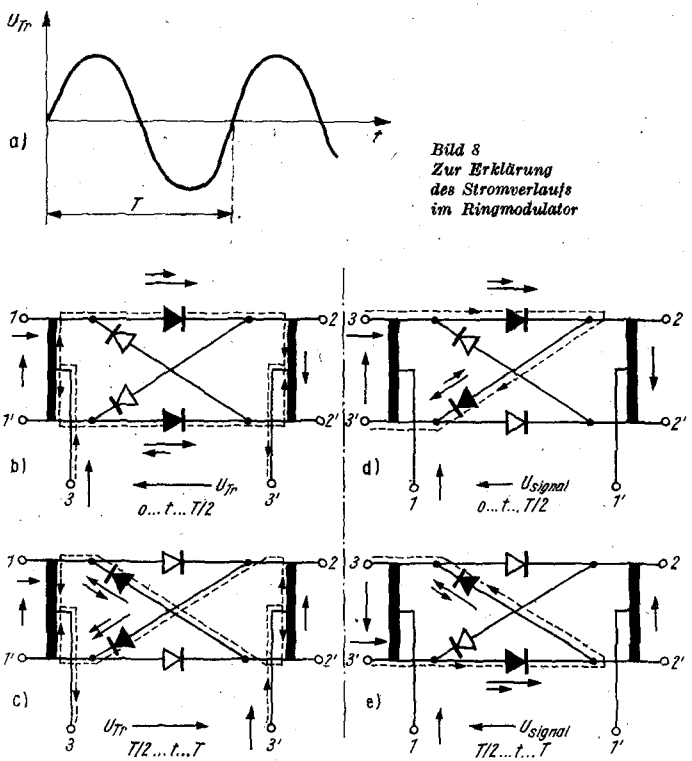


Bild 8
Zur Erklärung des Stromverlaufs im Ringmodulator

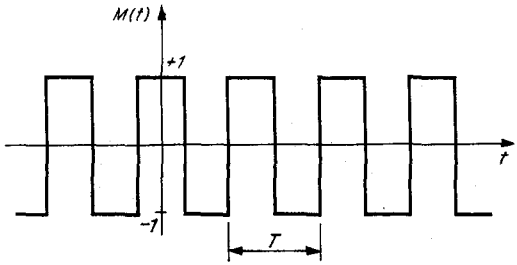


Bild 9 Modulationsfunktion

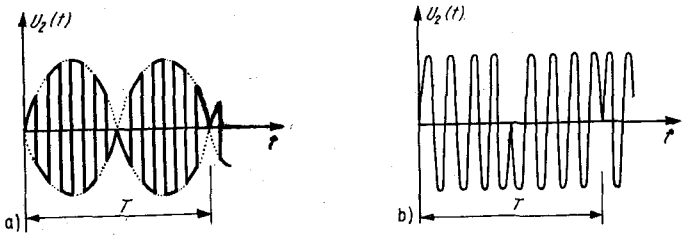


Bild 10 Ausgangssignal des Ringmodulators

speziell als Modulationsfunktion bezeichnet (Bild 9). Bild 10 zeigt das Ausgangssignal des Ringmodulators (es ist unabhängig von dessen Schaltungsvariante), wenn man an die Klemmen 1,1′ eine Spannung legt, deren Frequenz (Signalfrequenz ω) a kleiner und b größer ist als die Umpolfrequenz (Trägerfrequenz Ω).

Leistungsumsetzung — Frequenzspektrum

Das Ausgangssignal des Ringmodulators ergibt sich gemäß

$$U_2(Z) = M(Z) \cdot U_1(Z). \tag{3}$$

Das Spektrum des Ausgangssignals kann aus dem Faltungsprodukt

$$\text{Spektrum } U_2(f) = \text{Spektrum } M(f) * \text{Spektrum } U_1(f) \tag{4}$$

gewonnen werden. Gl. (3) und Gl. (4) sind einander völlig gleichwertig.

Das Spektrum $U_1(f)$ wird mit einer Spektralen $U_1(f) = \hat{U}_1 \cos \omega t$ angenommen, während man das Spektrum der Modulationsfunktion mittel: der *Fourier*-Analyse erhält:

$$M(t) = \frac{4}{\pi}\left[\cos \Omega t - \frac{1}{3}\cos 3\,\Omega t + \frac{1}{5}\cos 5\,\Omega t - \cdots\right]. \quad (5)$$

Unter Verwendung eines Additionstheorems wird Gl. (4) umgewandelt; man erhält die Spektralen, die im Ausgangsspektrum vorhanden sind;

$$\begin{aligned} U_2(f) = U_1 \Big\{ & \frac{2}{\pi}\left[\cos(\Omega - \omega)\,t + \cos(\Omega + \omega)\,t\right] \\ & - \frac{2}{3\pi}\left[\cos(3\,\Omega - \omega)\,t + \cos(3\,\Omega + \omega)\,t\right] \\ & + \frac{2}{5\pi}\left[\cos(5\,\Omega - \omega)\,t + \cos(5\,\Omega + \omega)\,t\right] - \cdots \Big\} \end{aligned} \quad (6)$$

Die Ausdrücke $\cos(\Omega - \omega)\,t$ und $\cos(\Omega + \omega)\,t$ stellen eine Spektrale im unteren bzw. oberen Seitenband dar.

Gleichzeitig erhält man mit Gl. (6) auch Ausdrücke für die Amplitudenhöhe der Modulationsprodukte.

Nachstehende Tabelle zeigt ihre Pegelabstände auf:

Seitenfrequenz	Pegelabstand
$\Omega - \omega,\ \Omega + \omega$	0, Bezugspegel
$3\Omega - \omega,\ 3\Omega + \omega$	− 9,6 dB
$5\Omega - \omega,\ 5\Omega + \omega$	−14,0 dB
$7\Omega - \omega,\ 7\Omega + \omega$	−17,0 dB
$9\Omega - \omega,\ 9\Omega + \omega$	−19,2 dB

Im Ausgangsspektrum des Ringmodulators sind nur die Spektralen

$$U(f) = U\,(n\Omega \pm \omega)\ n = \text{ungerade} \quad (7)$$

zu finden. Demzufolge fehlen ω, Ω und deren Vielfache.

Die Umsetzungsdämpfung beträgt für ein Seitenband

$$a_{\text{ums}} \approx 4\ \text{dB}$$

$$a_{\text{ums/dB}} = 20 \log \left|\frac{U(\Omega \pm \omega)}{U\omega}\right| + 10 \log \frac{R_2}{R_1}. \quad (8)$$

Das heißt, durch die Frequenzumsetzung bedingt, erscheint etwas weniger als die Hälfte der eingespeisten Signalleistung als gewünschtes Seitenband. Diese $a_{\text{ums}} = 4$ dB sind der Mindestwert. Dieser vergrößert sich bei Nichteinhaltung der von Gl. (11) wiedergegebenen Aussteuerungs-

bedingung und durch die Diodenverluste (ohmsche Widerstände R_0, R_S), die eine zusätzliche Dämpfung von

$$\frac{a}{\mathrm{dB}} = 20 \log \frac{\sqrt{\frac{R_s}{R_0}} + 1}{\sqrt{\frac{R_s}{R_0}} - 1} \approx 40 \sqrt{\frac{R_0}{R_s}} \quad \text{mit } R_s \gg R_0 \qquad (9)$$

bewirken.

Die Verluste des Diodenquartetts *O4 A657* betragen demzufolge $a \approx 0{,}5$ dB. Allgemein kann man sagen, daß die praktisch gemessenen und theoretisch ermittelten Werte nur unwesentlich differieren. Nachdem die Frequenzen und ihre Pegel bekannt sind, lassen sich die Anforderungen an das SSB-Filter fixieren.

Trägerleistung

In der Literatur finden sich unterschiedliche Angaben über die für den Ringmodulator notwendige Trägerleistung. Das hängt einerseits von den verwendeten Dioden ab, auf die sich die Angaben beziehen, andererseits von der gewünschten Seitenbandleistung. Wird eine höhere Ausgangsleistung gefordert, so ist das mit der Einspeisung einer größeren Signalspannung verbunden. Damit keine Verzerrungen entstehen, muß die Bedingung Gl. (11) eingehalten werden, und das bedeutet wiederum eine Steigerung der Trägerleistung.

Der Einbau von Linearisierungswiderständen bedingt ebenfalls eine erhöhte Trägerleistung, da nur die über den Dioden liegende Spannung diese schaltet! Alle ohmschen Widerstände, die vom Trägerstrom durchflossen werden, setzen Leistung um, und diese ist zusätzlich aufzubringen. Für eine Seitenbandleistung von 0,5 mW genügt für Schaltung Bild 7 eine Trägerleistung von 5 bis 15 mW, während für Schaltung Bild 14 (Ringmodulator im SSB-Sender von *DM 2 CEK*) knapp 30 mW aufgebracht werden müssen.

Verzerrungen

Nichtlineare Verzerrungen — Mißt man das Frequenzspektrum eines Ringmodulators beispielsweise mit einem selektiven Röhrenvoltmeter, so wird man mehr Frequenzen feststellen, als angegeben. Diese Tatsache ist auf nichtlineare Verzerrungen zurückzuführen, die sich durch Nichteinhalten von Gl. (11) ergeben.

Bei der mathematischen Behandlung der Modulationsfunktion setzt man eine exakte Umpolfunktion voraus mit unendlicher Flankensteilheit, absolut ebenen „Dächern" und daraus resultierend scharfen „Knicken". Diese Voraussetzung ist eine Näherung, denn die Dioden schalten nicht unendlich schnell von der Sperr- auf Leitfähigkeit um. Weiterhin wurde gezeigt, daß die Kennlinie der Diode keinen idealen Knick, sondern in dem angegebenen Spannungsbereich eine Krümmung aufweist. Diese Krümmung hat zur Folge, daß die Flanken der Modulationsfunktion nicht unendlich steil, die Kanten nicht scharf sind, und daß im Bereich des Nulldurchgangs ein zusätzlicher Knick entsteht (typisch für Gegentaktstufen im C-Betrieb). Diese Nichtlinearitäten verzerren ω. Es entstehen Vielfache, die diese Spektralen verursachen:

$$U(f) = U(n\Omega \pm m\omega); \qquad (10)$$

$$n = 1, 3, 5, 7 \ldots, m = 3, 5, 7, \ldots$$

Besteht die NF aus 2 oder mehreren Frequenzen, so wird es weiterhin zur Intermodulation kommen. Eine echte Abhilfe läßt sich nicht schaffen; vermindert wird diese Erscheinung durch den Einbau von Linearisierungswiderständen (Bild 11). Diese ebnen den gekrümmten Teil der Diodenkennlinie ein. Die Linearisierungswiderstände müssen in allen Rechnungen dem Widerstand R_0 zugeschlagen werden!

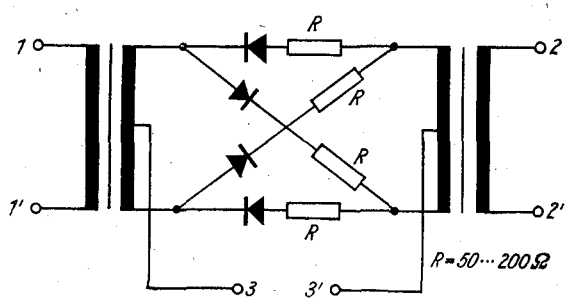


Bild 11 Ringmodulator mit Linearisierungswiderständen

In der Schaltung nach Bild 8b öffnet der Trägerstrom die Dioden D 1/D 2. Diesem Trägerstrom überlagert sich der zu schaltende Signalstrom. Während sich die beiden Ströme in D 1 addieren, subtrahieren sie sich in D 2. Das interessiert nur, wenn beide Dioden bei diesen ungleichen Strömen den gleichen Durchlaßwiderstand aufweisen. Unter der Bedingung $U_\Omega \gg U_\omega$ trifft das zu. Jedoch läßt sich ein kritischer Fall konstruieren. Wird der Trägerstrom infolge seiner Zeitfunktion immer kleiner

und ändert er schließlich seine Polarität, dann werden I_Ω und I_ω gleich groß. Zu diesem Zeitpunkt sind die beiden Dioden elektrisch unsymmetrisch; und in diesem Moment ändert der Ringmodulator seine Eigenschaft.

Der Ringmodulator genügt auch höchsten kommerziellen Anforderungen, wenn Gl. (11) eingehalten wird:

$$U_0 \ll U_\Omega \gg U_\omega \tag{11}$$

Als Richtwert kann man $U_\Omega = 1$ V und $U_\omega \leq 0{,}1$ V annehmen. Es sei an dieser Stelle darauf hingewiesen, daß die Trägerspannung über den Dioden den für den Durchlaßbereich maximal zulässigen Katalogwert nicht übersteigen darf.

Lineare Verzerrungen — Die bisherigen Betrachtungen setzen einen exakten ohmschen Abschluß des Ringmodulators für seine Spektralfrequenzen voraus. Ist das nicht oder nur ungenügend gewährleistet, so wird der Ringmodulator einen frequenzabhängigen Dämpfungsverlauf im Nutzseitenband aufweisen. Diese Schwankungen können 3 dB erreichen. Bedenkt man, daß sich diese 3 dB zu der Welligkeit des nachgeschalteten SSB-Filters addieren können, dann ist es besser, Abhilfe zu schaffen.

Ein unzureichender Abschluß des Ringmodulators ergibt sich meist dann, wenn das Filter ohne zusätzliche schaltungstechnische Maßnahmen an den Modulator angekoppelt wird. Ein solches Filter weist in seinem Durchlaßbereich einen ohmschen, in seinen Sperrbereichen jedoch einen imaginären Eingangswiderstand auf. Das unerwünschte Seitenband und die anderen Modulationsprodukte sind nicht angepaßt. Es entstehen Reflexionen, die das Geschilderte bewirken. Daher empfiehlt es sich, zwischen Ringmodulator und Filter beispielsweise einen Dämpfungsvierpol ($a \geq 2$ dB, T- oder π-Schaltung aus ohmschen Widerständen) bzw. eine geeignet dimensionierte Trennstufe zu schalten. Auf diese Weise läßt sich diese Verzerrung auf ein erträgliches Maß reduzieren.

Die Wellenwiderstände

Das Herzstück des Ringmodulators ist der Diodenring (alle Dioden liegen Kathode an Anode in einem Ring — daher der Name). An verschiedenen Stellen angezapft, ergeben sich unterschiedliche Schaltungsvarianten. Zuerst soll die Kreuzschaltung untersucht werden (Bild 12),

$$Z_1 = Z_2 = Z = \sqrt{R_0 \cdot R_s}. \tag{12}$$

Dieser Vierpol ist widerstands- und übertragungssymmetrisch. Der Innenwiderstand der Trägerquelle geht im abgeglichenen Zustand auf den Wellenwiderstand nicht ein.

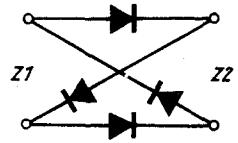


Bild 12 Kreuzschaltung

Beispielsweise beträgt der Wellenwiderstand des reinen Diodenquartetts *0 4 A 657* in Kreuzschaltung mit $R_0 \approx 80\,\Omega$ und $R_s \approx 500\,\text{k}\Omega$ dann $Z \approx 6{,}3\,\text{k}\Omega$. Mit den Transformatoren Tr 1 und Tr 2 (Bild 7) kann dieser Widerstand an die Signalquelle und an die nachfolgende Stufe angepaßt werden.*

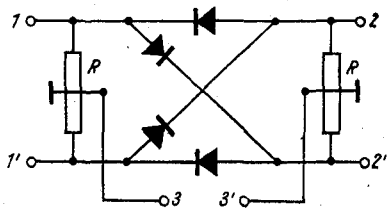


Bild 13 Ringmodulator

Dabei gilt:

$$w_1 = w_2 \cdot \sqrt{\frac{Z_{\text{ein}}}{Z}} \qquad w_4 = w_3 \cdot \sqrt{\frac{Z_{\text{aus}}}{Z}} \,. \tag{13}$$

Die Mindestwindungszahlen berechnen sich aus der jeweils tiefsten zu übertragenden Frequenz. Meist wird L 1 > L 4 sein.

Der Anpassungswiderstand für die Trägerquelle läßt sich nur als Richtwert angeben, da er sehr stark von der Trägeramplitude abhängt. Es ist daher ratsam, diesen in jedem speziellen Fall zu messen (z. B. nach der U/2-Methode). Zur Erklärung dessen sei gesagt, daß der wirksame Diodenwiderstand der Sekante im Arbeitspunkt entspricht. Siehe dazu die in Bild 5 mit R bezeichnete Gerade. Ihre Steigung (Widerstand) hängt ab vom Momentanwert der über der Diode gelegenen Trägerspannung. Dieses Problem wird in kommerziellen Geräten oft durch eine hochohmige Stromspeisung umgangen.

* Man muß berücksichtigen, daß bei nicht reellem Abschluß die Anpassungswiderstände vom Wellenwiderstand abweichen. Ein solcher Fall liegt vor, wenn der Modulator mit einem Filter zur Unterdrückung eines Seitenbands abgeschlossen ist. Bei beiderseitigem Abschluß mit π-Filtern liegen nach *Bley* [2] die Anpassungswiderstände beim 0,1fachen, beim Abschluß mit T-Filtern beim 10fachen des Wellenwiderstands.

Für einige Schaltungen nachfolgend Richtwerte:

Zu Bild 8b, c $Z_1 = Z_2 = Z = \sqrt{R_0 \cdot R_s} \approx 6{,}3\ \text{k}\Omega$
$Z_3 \approx 100\ \Omega$

Zu Bild 8d, e $Z_1 = Z_2 = Z = \frac{1}{4}\sqrt{R_0 \cdot R_s} \approx 1{,}6\ \text{k}\Omega$
$Z_3 \approx 400\ \Omega$

Zu Bild 13 $Z_1 = Z_2 = Z = \sqrt{\dfrac{R \cdot R_0}{1 + \dfrac{R_0}{R}}} \approx 260\ \Omega$ mit $R_s \gg R$
mit $R = 1\ \text{k}\Omega$
$Z_3 \approx 400\ \Omega$

Zu Bild 14 $Z_1 = Z_2 = Z = 2R_0 + \sqrt{2R_0 R} \approx 600\ \Omega$ mit $R_s \gg R$
$Z_3 \approx 400\ \Omega$ mit $R = 1\ \text{k}\Omega$

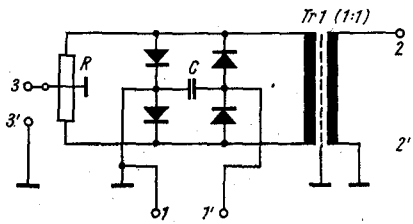


Bild 14 Ringmodulator, von DM 2 CEK in seinem SSB-Sender verwendet

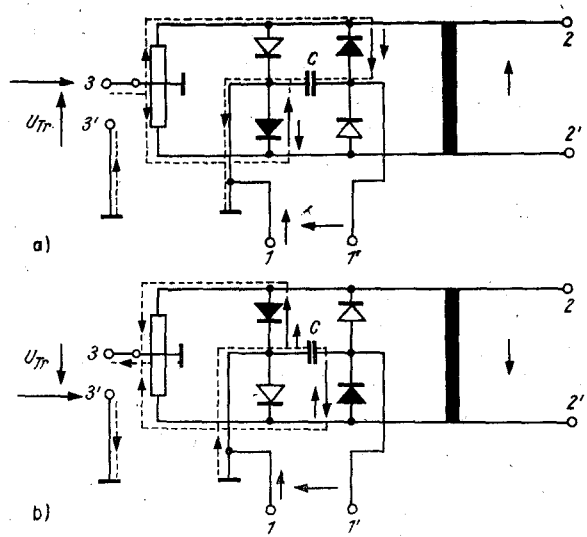


Bild 15 Zur Erklärung des Ringmodulators nach Bild 14

Der Schaltung nach Bild 14 kommt im Amateurfunk große Bedeutung zu, da sie ohne Symmetrieübertrager auskommt und nicht erdfrei zu sein braucht. Deshalb sei ihre Arbeitsweise mit Strompfeilen an Hand von Bild 15 erklärt. Aus den Skizzen ist ersichtlich, wie die periodisch umgepolte NF am Ausgang 2,2' erscheint. Gleichzeitig läßt sich die Bedeutung des Kondensators C erkennen. Er muß die HF kurzschließen, die NF dagegen nicht. Liegen Träger- und Signalfrequenz dicht beieinander, muß der Kondensator durch einen Saugkreis mit Resonanz bei der Trägerfrequenz ersetzt werden. Wurde C zu klein dimensioniert, dann äußert sich das in einer mangelhaften Trägerunterdrückung.

Weiterhin empfiehlt sich eine kapazitive Abschirmung zwischen der primären und der sekundären Wicklung des Tr 1 (siehe Bild 14). Zu diesem Zweck fügt man zwischen beide Wicklungen eine Lage Cu-Folie ein, die jedoch keine Kurzschlußwicklung sein darf! Diese Maßnahme verhindert, daß die Schaltung beim Erden eines Endes der sekundären Wicklung erdungsunsymmetrisch wird.

Der Ringmodulator bei höheren Frequenzen

Das Ersatzschaltbild der Diode (Bild 6) gilt nur für tiefe Frequenzen. Bei höheren Frequenzen muß die spannungs- und frequenzabhängige Sperrschichtkapazität berücksichtigt werden. Weiterhin sind R_0 und R_s nunmehr auch frequenzabhängig.

Da man die meisten Diodenquartette mit Hilfe eines Ohmmeters oder niederfrequenter Meßmethoden zusammenstellt, ist es verständlich, daß diese mit wachsender Frequenz ihre Symmetrie verlieren. Es werden zusätzliche Schaltungsmaßnahmen erforderlich, um diese Symmetrie für einen mehr oder weniger breiten Frequenzbereich wieder herzustellen. Die

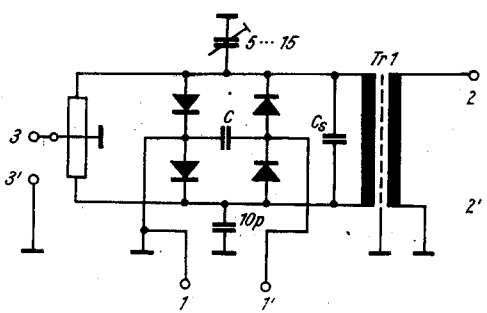


Bild 16 Ringmodulator nach kapazitivem Abgleich

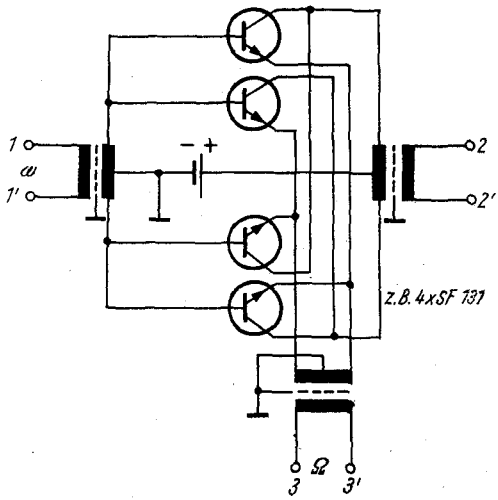


Bild 17 Ringmodulator mit Transistoren

Breite dieses Bereichs hängt ab von dem zusätzlichen Schaltungsaufwand und der Ungleichheit der Dioden. Bild 16 zeigt eine häufig verwendete Schaltung mit kapazitiver Abgleichmöglichkeit.

Der Ringmodulator im SSB-Sender von *DM 2 CEK* zeigt bei bestmöglichem Abgleich für eine Frequenz z. B. folgende Eigenschaft. Bei der Trägerfrequenz 1875 kHz weist der Träger gegenüber dem Seitenband eine Dämpfung von 60 dB auf, während diese beim Umschalten des Trägers um 18 dB zurückgeht. Für Betrieb mußte für beide Frequenzen ein Kompromiß geschlossen werden. Da die Dioden als Schalter arbeiten, kann man sie auch durch HF-Transistoren ersetzen. Bild 17 zeigt die Prinzipschaltung dazu.

Vergleich von Ring- und Gegentaktmodulator

Werden in der Schaltung nach Bild 7 die Dioden D 3/D 4 weggelassen, dann erhält man einen Gegentaktmodulator. Prinzipiell arbeitet er wie der Ringmodulator, nur findet kein ständiges Umpolen statt. Die Modulationsfunktion könnte man mit der eines Zerhackers vergleichen. In der Schaltung nach Bild 9 fällt alles weg, was unterhalb der Zeitachse liegt; es wird gleich 0.

Mathematisch äußert sich das wie folgt: In Gl. (5) ist diese mit dem Faktor 0,5 zu multiplizieren; weiterhin muß ein Glied $a_0 = \frac{1}{2}$ (Gleichanteil) hinzuaddiert werden. Beim Betrachten der Spektralen erkennen wir, daß der Gegentaktmodulator die NF f_ω nicht unterdrückt und daß er eine größere Umsetzungsdämpfung aufweist ($a_{\text{ums}} \approx 9{,}5$ dB).

Ein wesentlicher Nachteil des Gegentaktmodulators gegenüber dem Ringmodulator ist sein inkonstanter Ein- und Ausgangswiderstand (Wellenwiderstand). Für eine Halbperiode der Trägerschwingung fehlt jede Verbindung zwischen Ein- und Ausgang! Der Eingangswiderstands-Zeitverlauf läßt sich oszillografisch darstellen und ergibt etwa den Verlauf von Bild 18. Man erkennt unschwer, daß ein Gegentaktmodulator an nachfolgende Stufen nicht oder nur schwer angepaßt werden kann. Die geringfügige Unstetigkeit im Verlauf von Re(t) beim Ringmodulator läßt sich auf das Gesagte zurückführen.

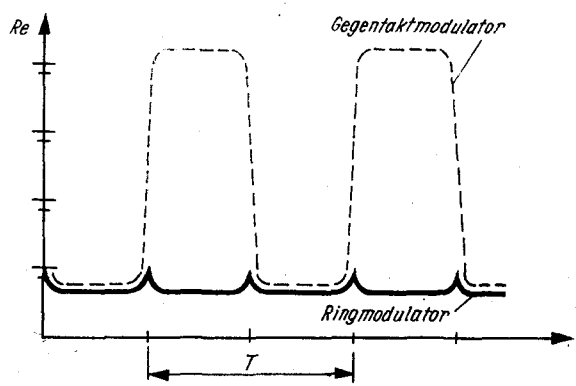


Bild 18 Eingangswiderstandsverlauf in Abhängigkeit von der Zeit

Zusammenfassung

Der Ringmodulator erweist sich als geeignet, wenn es gilt, eine Amplitudenmodulation mit unterdrücktem Träger auszuführen. Der schaltungstechnische Aufwand ist gering. Durch seine Eigenwerte läßt er sich ohne Zusatzmittel leicht in transistorisierten SSB-Sendern verwenden. Hohe Anforderungen an Klirrarmut und weitab liegende Störfrequenzen lassen sich mit ihm leicht realisieren. Einige Schwierigkeiten bereitet es jedoch,

wenn für einen weiten Frequenzbereich der Trägerfrequenz eine hohe Trägerunterdrückung realisiert werden soll.

Zur Umgehung des SSB-Filters beim cw-Betrieb kann man einen niederfrequenten Ton getastet in den Ringmodulator einspeisen und erhält auf diese Weise (wenn alle Stufen in A-Betrieb arbeiten) ein klickfreies Telegrafiesignal. Auch kann es bereits genügen, wenn man in den Ringmodulator einen getasteten Gleichstrom von etwa 1 mA einspeist. Damit wird er elektrisch unsymmetrisch und läßt die Trägerfrequenz passieren. Dieses Trägersignal ist an den Klemmen 2,2' wesentlich stärker als das Doppelseitenbandsignal. Die Trägerdämpfung des SSB-Filters ist meist nicht so stark, daß auf diesem einfachen Wege kein cw-Signal aufbereitet werden könnte.

Literatur

[1] *Henkler, O.:* Anwendung der Modulation beim Trägerfrequenzfernsprechen auf Leitungen, S. Hirzel Verlag, Leipzig 1948

[2] *Bley, H.:* Eigenschaften und Bemessungen von Ringmodulatoren, Teil 1, NTZ, H. 3, 1960, S. 129, Teil 2, NTZ, H. 4, 1960, S. 196

[3] *Henkler, O.:* Übertragungstechnik im Fernmelde-Weitverkehr, Teil 2, S. 496, VEB Verlag Technik, Berlin 1956,

[4] *Wallot, J.:* Schwachstromtechnik, 5. Auflage, S. 391, Springerverlag, 1948

Ing. Karl-Heinz Schubert
DM 2 AXE

Der Feldeffekttransistor in der Funkamateurpraxis

Aufbau und Arbeitsweise des Feldeffekttransistors wurden bereits ausführlich in [1] und [2] beschrieben. Die großen Vorteile des MOSFET, so vor allem die fast leistungslose Ansteuerung und die galvanische Trennung zwischen Steuerkreis und Lastkreis, erlauben die vielfältigsten Einsatzmöglichkeiten für dieses Bauelement. Im Hinblick auf integrierte Schaltungen ist die Anwendung des MOSFET sogar noch interessanter. Der MOSFET erlaubt eine höhere Funktionsdichte als der bisher verwendete bipolare Transistor. Bei der heute üblichen Technologie benötigen 2 bipolare Transistoren eine Fläche von etwa 0,02 mm², 2 MOSFETs dagegen nur eine Fläche von 0,0037 mm². Besonders einfach werden integrierte Schaltungen mit nur einem Kanal-Typ, weil jede Isolation zwischen den Elementen entfallen kann. Für alle Source- und Drain-Zonen ist nur eine *p*-Diffusion erforderlich, und die Kontaktierung wird unproblematisch. Gewiß ist der technologische Prozeß bei der Herstellung des MOSFET komplizierter als bei bipolaren Transistoren, doch durch die geringere Anzahl der Prozeßschritte bei der Produktion und die genannten anderen Vorteile wird sich der MOSFET durchsetzen.

Für den Funkamateur interessant ist der Feldeffekttransistor als unipolares Bauelement in Form des Sperrschicht-FET und in der des MOSFET. Man könnte sagen, der Sperrschicht-FET hat als Steuerelektrode eine Diode, die jedoch im Gegensatz zum bipolaren Transistor im Sperrbereich betrieben wird. Ein kleiner Kondensator (< 5 pF) bildet die Steuerelektrode des MOSFET; daraus resultiert auch der sehr hohe Eingangswiderstand im Bereich niedriger Frequenzen. Der Kennlinienverlauf beim FET ist günstiger als der des bipolaren Transistors, da in einem größeren Aussteuerbereich eine quadratische Funktion vorliegt. Damit wird die Signalverarbeitung besser, z. B. durch eine größere Kreuzmodulationsfestigkeit. Nachteilig beim MOSFET ist vor allem die geringe Energiefestigkeit der Gate-Elektrode. Schon ein statisches Aufladen durch Berühren mit der Hand kann zum Spannungsdurchschlag führen. Schließlich ist die Dicke der Gate-Oxidschicht nur 100 nm. Deshalb liefert man MOSFET mit kurzgeschlossenen Anschlüssen; der Kurzschluß darf erst

nach dem Einbau entfernt werden! Trotzdem bleibt die Gefahr, daß atmosphärische Entladungen oder andere Spannungen den MOSFET zerstören, wenn man keine Schutzmaßnahmen vorsieht.

Aus dem bisher Gesagten geht hervor, daß sich der FET besonders gut zur Verstärkung von HF-Kleinsignalen eignet. Das begründet seine Anwendung vor allem in HF-Eingangsschaltungen von Empfangsgeräten im KW-, UKW- und Dezimeterwellenbereich.

Hat der vorhandene Stationsempfänger mit Röhren- oder Transistorbestückung ausreichende Empfindlichkeit und Trennschärfe, so läßt sich die Kreuzmodulationsfestigkeit verbessern, wenn man für die Mischstufe FETs vorsieht [3]. Der Umbau wird besonders einfach, wenn die Oszillatorstufe mit einer getrennten Röhre arbeitet. Dann kann man für die Mischröhre einen FET-Adapter einsetzen. Bild 1 a zeigt die zu ersetzende Röhrenstufe, bei der die Betriebsspannung auf 12 V umzubauen ist. Die FET-Mischstufe wird als Adapter auf einen Miniaturröhrenfuß aufgebaut. Die besseren Eigenschaften weist der Gegentaktmischer nach Bild 1 c auf.

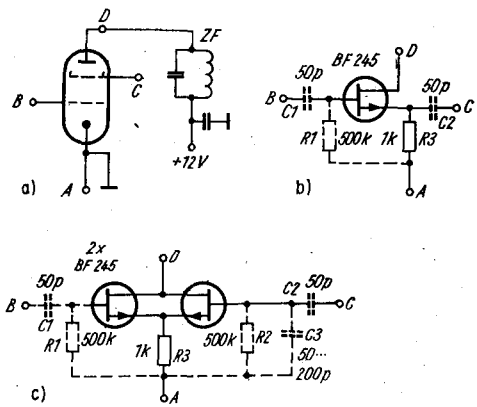


Bild 1 Umbau der Mischstufe eines KW-Supers mit FET-Adapter

Der Arbeitspunkt des FET wird durch den Widerstand R 3 eingestellt. Da meist die Oszillatorspannung zu groß ist (sie soll nur 3 V oder weniger betragen), muß sie durch den Kondensator C 3 reduziert werden.

Bild 2 zeigt Varianten von HF-Verstärkerstufen mit FET. Günstige Eigenschaften werden bei allen Frequenzen mit der Gate-Grundschaltung (b) erreicht, die der Basis-Grundschaltung bei Transistoren entspricht.

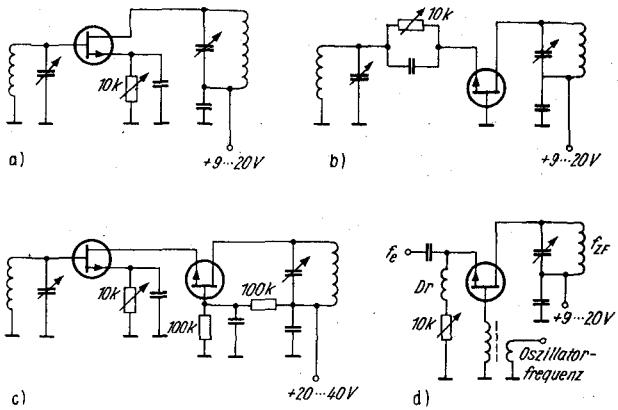


Bild 2 HF-Schaltungen mit FET; a — Source-Grundschaltung, b — Gate-Grundschaltung, c — Kaskodeschaltung, d — Mischstufenschaltung in Gate-Grundschaltung

Die günstige Wirkungsweise bei höheren Frequenzen der Kaskodeschaltung mit FET (Bild 2c) ist bekannt. In der Mischstufe kann neben der Source-Grundschaltung (Bild 2a) auch die Gate-Grundschaltung verwendet werden (Bild 2d). Bild 3 zeigt den HF-Eingangsteil eines KW-Empfängers [4]. Die HF-Verstärkerstufe arbeitet in Gate-Grundschaltung, so daß sich eine Neutralisation erübrigt. Allerdings muß dabei die Source-Elektrode an einer Anzapfung der Schwingkreisspule liegen, da die Gate-Grundschaltung einen niedrigen Eingangswiderstand hat. Mit der Schwundregelspannung wird die HF-Verstärkerstufe geregelt. In der Mischstufe arbeitet der FET in der Source-Grundschaltung. Der 1. Oszillator des

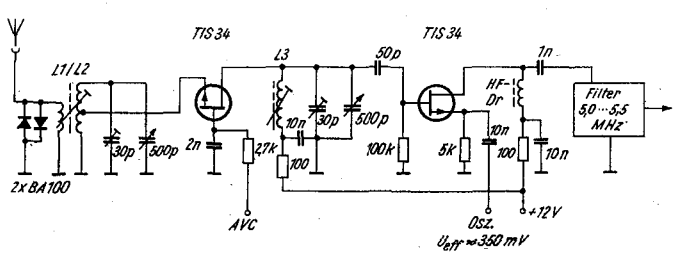


Bild 3 Eingangsschaltung eines KW-Superhet mit HF-Vorstufe in Gate-Grundschaltung

KW-Empfängers ist quarzgesteuert und setzt das jeweilige Amateurband in den Bereich 5,0···5,5 MHz um. Zu beachten sind die beiden Dioden im Antennenspulenkreis, die den Eingangs-FET vor zu hohen Spannungen schützen. Für die Kreuzmodulationsfestigkeit dieser Schaltung wird in [4] gesagt, daß sie der von hochwertigen Röhrengeräten gleichkommt. Bei einem Nutzsignal von 10 µV bei 14,0 MHz und einem Störsignal auf 14,1 MHz beginnt die Übernahme der Modulation bei einem Störsignal

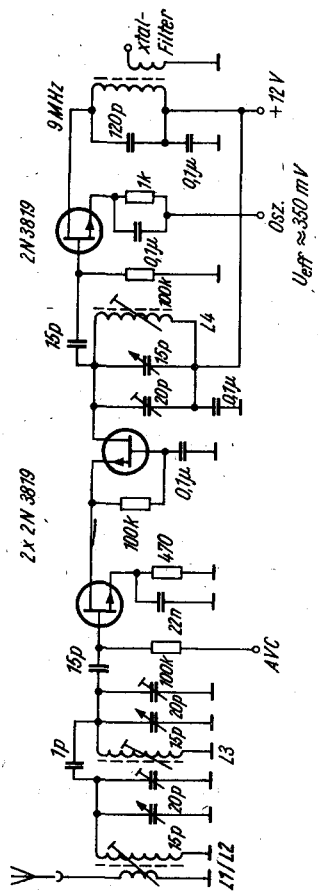


Bild 4 Eingangsschaltung eines KW-Superhet mit HF-Vorstufe in Kaskodeschaltung

von 70 mV. (Für den *Collins 755-3 A* werden bei fast gleichen Meßbedingungen 15 mV angegeben.)

Wendet man im HF-Eingangsteil eines KW-Empfängers die Kaskodeschaltung (Bild 4) an, so kann trotz höheren Eingangswiderstands eine Neutralisation entfallen, und man erhält eine hohe Verstärkung. Im Eingang liegt ein abstimmbares Bandfilter für das jeweilige Empfangsband. Die 1. ZF beträgt 9 MHz. Das Oszillatorsignal wird gebildet aus einem Quarzoszillator und einem VFO mit dem Abstimmbereich 5,0 bis 5,5 MHz [5]. Eine Mischstufe läßt sich auch in Gegentaktanordnung aufbauen (Bild 5).

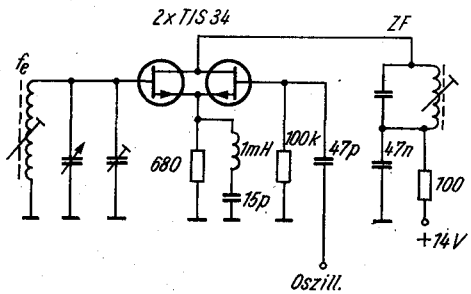


Bild 5 Gegentakt-Mischstufenschaltung

Vorteilhaft ist auch die Anwendung des FET im Empfängeroszillator. Bild 6 zeigt eine Oszillatorschaltung mit Trennstufe [4]. Vorteile der FET-Anwendung: Der Oszillatorkreis wird kaum bedämpft, die inneren Kapazitäten sind fast unabhängig vom Source-Strom, ihr Temperatur-

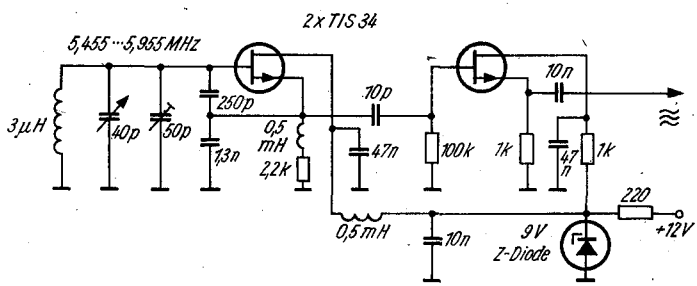


Bild 6 Oszillatorschaltung für einen KW-Superhet

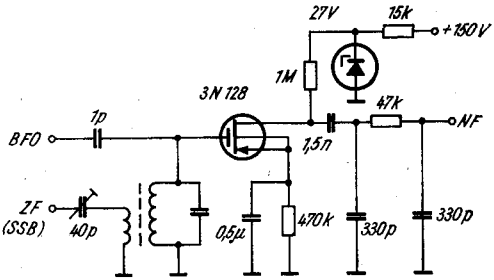


Bild 7 Schaltung eines Produktdetektors mit MOSFET

koeffizient ist positiv und weitgehend linear. Damit vereinfacht sich die Temperaturkompensation.

Außer im HF-Eingangsteil und im ZF-Teil eines KW-Supers lassen sich auch in anderen Stufen FETs erfolgversprechend einsetzen. Bild 7 zeigt die Anwendung eines MOSFET in einem Produktdetektor für SSB-Demodulation. Über ein ZF-Filter gelangt vom Gitter der letzten ZF-Röhre das ZF-Signal an die Gate-Elektrode, das BFO-Signal (einige Millivolt) wird über den kleinen Kondensator von 1 pF ebenfalls an diese Elektrode geführt. An der Drain-Elektrode koppelt man über ein RC-Netzwerk die NF aus [6]. Auf Grund der Zunahme des FM-Betriebs im UKW-Amateurband ist es angebracht, den KW-Empfänger mit einem FM-Demodulator auszurüsten. Da man für den ZF-Bereich um 450 kHz das Ratio-Detektor-Filter meist umgehen will, entfallen die bekannten Diskriminatorschaltungen. Bild 8 zeigt eine Schaltung von *G 8 ACC* aus [7], die sich als zusätzliche Platine aufbauen läßt. Da die Schaltung hochohmig an das letzte ZF-Filter des KW-Supers angeschlossen werden soll, enthält die Eingangsstufe einen FET. Die 1. Transistorstufe arbeitet als Begrenzer. Darauf folgt ein Tiefpaßfilter, an dessen Flanke die Demodulation erfolgt.

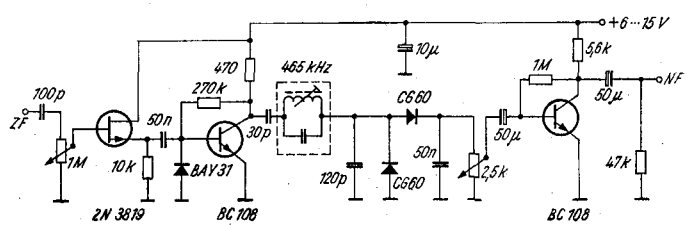


Bild 8 Schaltung zur Demodulation von NBFM

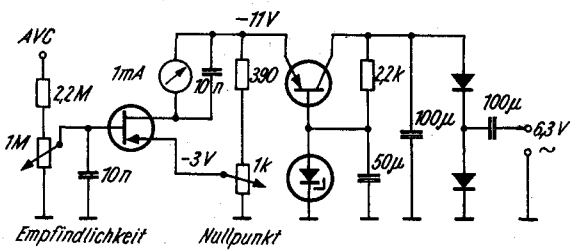


Bild 9 Schaltung eines S-Meters mit stabilisierter Stromversorgung

Zur Beurteilung von Empfangssignalen im KW-Super ist ein S-Meter erforderlich. Mißt man zu diesem Zweck den Anodenstrom einer geregelten ZF-Röhre, so ergibt sich der bekannte umgekehrte Skalenverlauf. Wendet man zum Messen der *AVC*-Spannung die Röhrenvoltmeterschaltung an, dann erfordert das 1 oder 2 Triodensysteme. An Stelle der Röhre kann man auch einen FET einsetzen; Bild 9 zeigt eine geeignete Schaltung [8]. Die Stromversorgung erfolgt aus der Heizspannung 6,3 V, wobei eine Transistorstabilisierung verwendet wird.

In Konvertern für das 2-m- und das 70-cm-Band werden in jüngster Zeit vorwiegend FETs eingesetzt. Das gewährleistet günstige Rauschwerte, gute Übersteuerungsfestigkeit und ausreichende Kreuzmodulationsarmut. Das Großsignalverhalten übertrifft selbst das von Röhrenkonvertern. Der neuentwickelte Dual-Gate-MOSFET, ein MOSFET mit 2 gleichwertigen Steuerelektroden, zeigt in der Mischschaltung so günstige Eigenschaften, daß z. B. *Beam-Deflection*-Röhren um eine Größenordnung schlechter liegen. Die Empfangsleistung eines vorhandenen 2-m-Konverters wird durch einen Antennenverstärker mit FET wesentlich verbessert. Bild 10 zeigt eine geeignete Schaltung in neutralisierter Source-

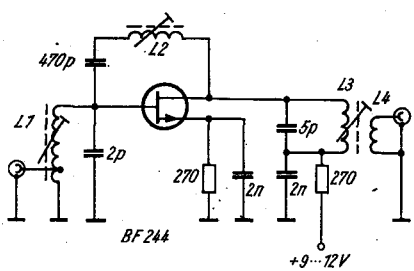


Bild 10 Schaltung eines 2-m-Antennenverstärkers

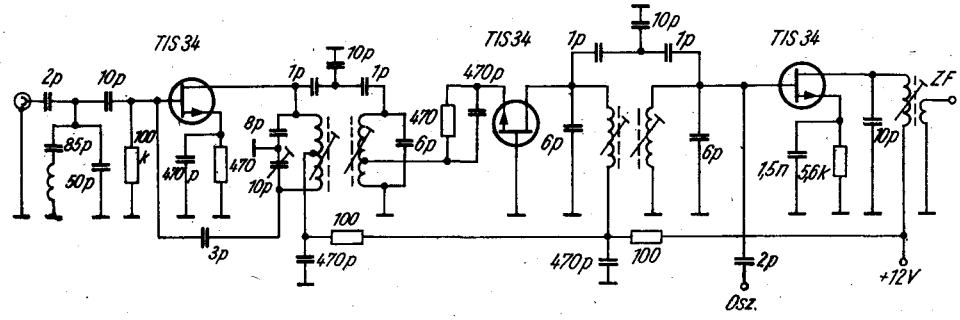


Bild 11 2-m-Konverter mit Sperrschicht-FET

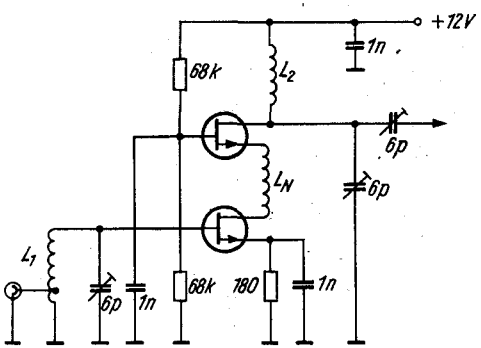


Bild 12 Kaskodeschaltung für das 2-m-Band

Grundschaltung, wobei die Verstärkung etwa 15 dB erreicht (2 bis 3 S-Stufen). Zu empfehlen sind am Antenneneingang 2 entgegengesetzte Dioden (Schutz des FETs vor Spannungsspitzen).

Für die Spulen gelten etwa folgende Daten:

L 1 — 5 Wdg., 0,5-mm-CuAg, 6,5 mm Durchmesser, Anzapfung bei 1,3 Wdg.;
L 2 — 10 Wdg., 0,3-mm-CuL, 5 mm Durchmesser;
L 3 — 5 Wdg., 0,5-mm-CuAg, 6,5 mm Durchmesser;
L 4 — 1,3 Wdg., 0,5-mm-CuAg, am kalten Ende von L 3 [9].

Bild 11 zeigt einen 2-m-Konverter mit Sperrschicht-FET-Bestückung. Die Eingangsstufe in Source-Grundschaltung arbeitet mit Neutralisation über den Kondensator 3 pF. Die Kopplung zur 2. HF-Verstärkerstufe (in Gate-Grundschaltung) erfolgt über 1 Bandfilter mit kapazitiver T-Kopplung. Auch die Kopplung zur Mischstufe wird über ein derartiges Bandfilter ausgeführt. Für den Konverter [5] werden folgende Daten angegeben:

Leistungsverstärkung	32,0 dB
Rauschzahl	1,7 dB
Spiegelselektion	80,0 dB

Bedeutend bessere Regeleigenschaften und stabiles Arbeiten lassen sich mit der Kaskodeschaltung erreichen. Bild 12 zeigt eine für das 2-m-Band geeignete Schaltung. Zur Regelung kann man das Gate des oberen FET an die *AVC*-Spannung legen. Mit den Trimmern am Ausgang erfolgt Anpassung an einen Konverter oder eine Mischstufe [10].

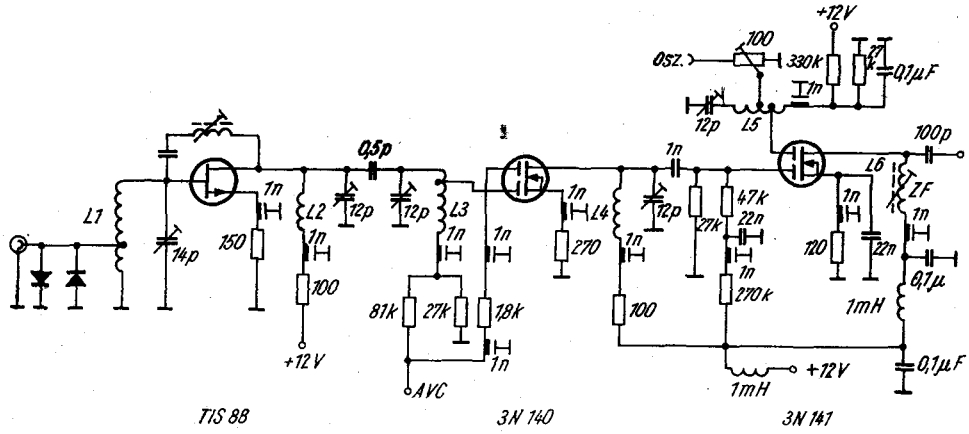


Bild 13 2-m-Konverter mit Dual-Gate-MOSFET

Bild 13 stellt dar, wie eine Konverterschaltung unter Anwendung von Dual-Gate-MOSFETs dimensioniert wird. Die Eingangsstufe ist eine neutralisierte Source-Grundschaltung. Über ein kapazitiv gekoppeltes Bandfilter für 145 MHz ist der 1. Dual-Gate-MOSFET angeschlossen. Am 2. Gate wirkt die *AVC*-Spannung zur Regelung der Verstärkung. Eine solche HF-Verstärkerstufe arbeitet etwa so stabil wie eine Kaskodestufe. In der nachfolgenden Mischstufe werden Eingangs- und Oszillatorfrequenz der getrennten Gate-Elektroden zugeführt. Ausreichende Trennung aller Signale an der Mischstufe ist gewährleistet [11].

Zahlreiche Anwendungsmöglichkeiten für den FET gibt es auch in der Sender- und in der Meßpraxis des Funkamateurs. Gedacht ist insbesondere an die Signalaufbereitung eines SSB-Senders; darüber berichtet ein Beitrag im nächsten *Elektronischen Jahrbuch.*

Literatur

[1] *Bottke, E.:* Der Feldeffekttransistor ist im Kommen, Elektronisches Jahrbuch 1968, DMV 1967, Seite 105–112

[2] *Lavante-Schubert:* Kurzes Kompendium des Feldeffekttransistors, Elektronisches Jahrbuch 1970, DMV 1969, Seite 119–131

[3] *Friedrich, M.:* FET-Adapter für Empfängermischstufen, Das DL-QTC, Heft 10/1969, Seite 599–600

[4] *Koch, O.:* KW-Bandempfänger mit FET, Das DL-QTC, Heft 1/1968, Seite 15–20

[5] *Rohde, U. L.:* Moderne UKW-Konverter mit FET, Das DL-QTC, Heft 4/1967, Seite 177–186

[6] RCA Ham Tip, Oktober 1967, bzw. Radio Communication, Heft 4/1968, Seite 230

[7] *Weber, S. F.:* A simple NBFM detector module, Radio Communication, Heft 1/1969, Seite 29

[8] *Olson, H.:* An FET S-Meter, Magazin 73, Heft 1/1967, Seite 42–44

[9] *Michaelis, M.:* Vorverstärker für das 2-m-Band, Das DL-QTC, Heft 9/1968, Seite 542–544

[10] Radio Communication, Heft 11/1969, Seite 795

[11] *Risum, J.:* 2 m converter med TIS 88, Magazin OZ, Heft 2/1969, Seite 42–45

Leistungsfähiger Konverter für das 70-cm-Amateurband

G. Wagner — DM 2 BEL

Nachfolgender Beitrag soll dem interessierten OM die Möglichkeit geben, sicher und verhältnismäßig einfach einen leistungsfähigen UHF-Konverter zu bauen. Der beschriebene 70-cm-Konverter wurde vom Verfasser in Anlehnung an eine in [1] veröffentlichte Vorstellung des industriell gefertigten *Deziton 70 A* gebaut und erprobt. Gleichzeitig sei damit ein Beitrag zur Belebung des 70-cm-Bands gegeben, das nach wie vor ein Amateurband ist und bleiben soll! Wenn gegenwärtig auch etwa 10 bis 15 DM-Stationen auf diesem Band QRV sind, besteht kein Zweifel darüber, daß die Belegung noch sehr zu wünschen übrigläßt. Die Ursache dafür liegt sicher auch zum Teil in den Schwierigkeiten, die sich für den OM mit dem Bau eines solchen Konverters ergeben.

Übersichtsschaltplan (Bild 1) zeigt, daß der Konverter 4 Stufen hat: HF-Vorstufe, Mischer, Oszillator und ZF-Vorverstärkerstufe. Die Eingangsfrequenz von 432 bis 434 MHz wird auf 28 bis 30 MHz umgesetzt. Die daraus resultierende Oszillatorfrequenz beträgt 404 MHz, die man durch Vervielfachung aus einer Quarzfrequenz von 33,666 MHz gewinnt. Als Resonanzkreise für Frequenzen über 400 MHz wurden Leitungskreise verwendet (eine Technik, die auch kommerziell Anwendung findet). Diese Kreise fügen sich organisch ein und bestimmen weitgehend die Ab-

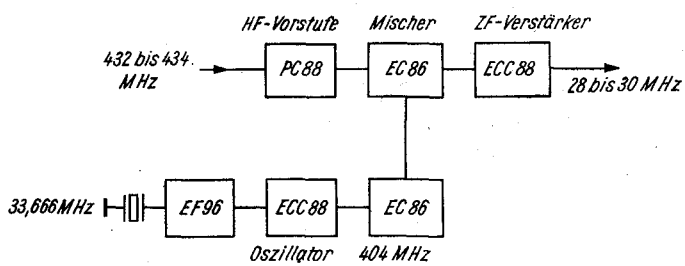


Bild 1 Übersichtsschaltplan des Konverters für 70 cm

messungen des Konverterchassis. Die verwendeten Bauteile sind im Handel ohne größere Schwierigkeiten zu beschaffen.

Die hohe Leistungsfähigkeit des Geräts rechtfertigt den verhältnismäßig hohen Aufwand bezüglich Material und Arbeit. Im *Deziton 70 A* verwendete man in der HF-Vorstufe die Röhre *EC 86*. Um die Klippen der Vorstufen-Neutralisation mit dieser Röhre zu umgehen und um günstigere Rauscheigenschaften zu erhalten, wurde im Mustergerät mit Erfolg die Röhre *PC 88* eingesetzt. Neutralisation erübrigt sich bei Verwendung einer *PC 88*, denn die Anoden-Katoden-Kapazität mit 0,055 pF ist fast um eine Größenordnung besser als die der *EC 86*. Der Eingang wurde für $Z = 60\,\Omega$ ausgelegt. Das Eingangssignal gelangt über 8 pF an den Katodenkreis. Den Anschlußpunkt muß man beim Abgleich mit dem Rauschgenerator festlegen. Die Anodenspannung wird der *PC 88* in Parallelspeisung zugeführt. Der Abgleich der Vorstufenkreise La und Lk sowie aller anderen Leitungskreise erfolgt mit keramischen Rohrtrimmern, die sich bei diesen Frequenzen als sehr zuverlässig erwiesen.

Die Mischstufe ist mit der *EC 86* bestückt, die in Gitterbasisschaltung arbeitet. Der in der Katode liegende Viertelwellen-Leitungskreis wird kapazitiv an die Katode angekoppelt. Die zur Mischung erforderliche hohe Gittervorspannung gewinnt man über eine Drossel-Widerstand-Kombination. Die Eingangs- und Oszillatorfrequenz gelangt induktiv an den Katodenkreis des Mischers. Die Koppelschleifen stehen sich — um 180° versetzt — gegenüber, so daß sie sich nicht „sehen". Das unmittelbar an Masse liegende Gitter dieser Stufe bewirkt eine einwandfreie Trennung der ZF von der Eingangs- und Oszillatorfrequenz. Die Mischsteilheit der *EC 86* liegt bei 3 mA/V; ihre Spannungsverstärkung ist rund 8mal höher als die eines Diodenmischers. Allein diese Tatsache läßt den Einsatz eines Röhrenmischers empfehlenswert erscheinen!

Der dem Mischer folgende ZF-Vorverstärker soll auch den OMs, die einen relativ unempfindlichen Stationsempfänger als Nachsetzer verwenden, gute Empfangsergebnisse ermöglichen. Die Zwischenfrequenz von 28 bis 30 MHz wird in einem mit der Röhre *ECC 88* bestückten Kaskodeverstärker vorverstärkt. Für die Kreise dieser Stufe wurden im Mustergerät umgewickelte *Rafena*-TV-Filter benutzt. Näher auf diese Schaltung einzugehen, erübrigt sich sicherlich. Große Schwierigkeiten treten bei der relativ niedrigen Frequenz kaum auf.

Der Oszillator im Mustergerät ist 4stufig. Die 1. Stufe, eine *EF 96*, arbeitet als Quarzoszillator auf der Frequenz 33,666 MHz geradeaus. Der in der Anode dieser Röhre liegende Kreis ist auf die Quarzfrequenz abgestimmt. Diese Frequenz wird kapazitiv dem Gitter der nächsten Stufe, dem 1. System einer *ECC 88*, zugeführt. Diese Stufe verdreifacht die Quarzfrequenz. In Verbindung mit der Anodenkapazität ergibt L 2 den Resonanzkreis, der die Frequenz 101 MHz aussiebt. Das 2. System der *ECC 88* ist ebenfalls kapazitiv an den Anodenkreis des 1. Systems gekoppelt und

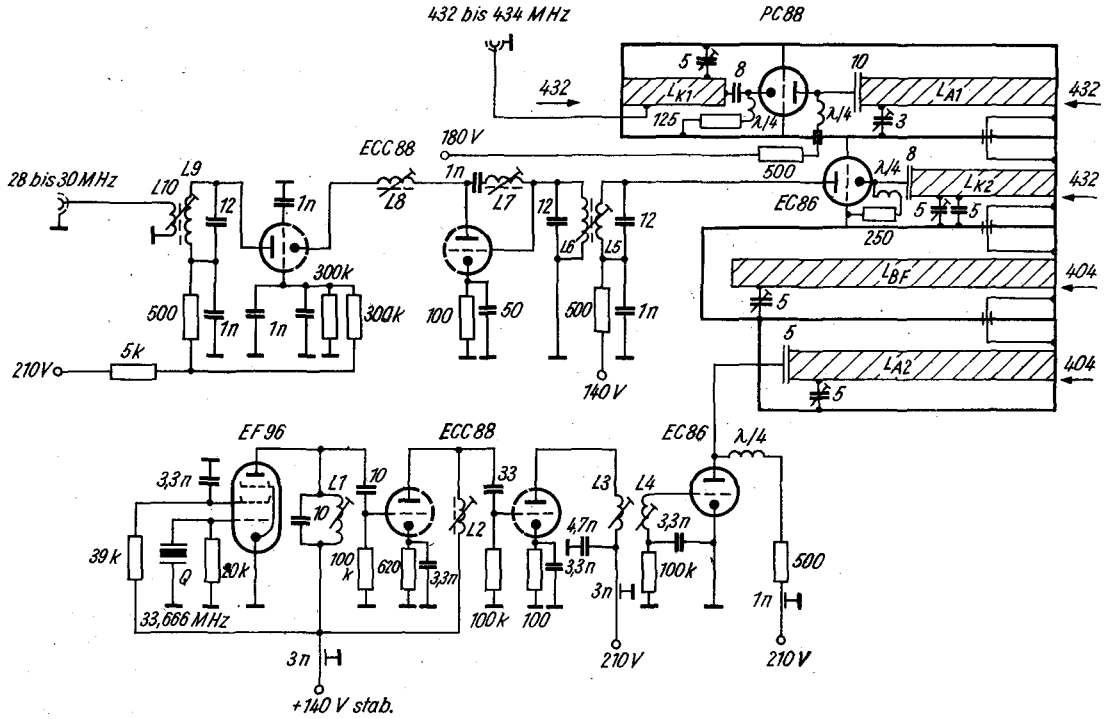


Bild 2 Gesamtschaltbild des 70-cm-Konverters

verdoppelt auf die Frequenz 202 MHz. Die Frequenz wird über ein Bandfilter, bestehend aus L 3 und L 4 in Verbindung mit den Röhrenkapazitäten, dem Gitter der 4. Stufe, einer *EC 86*, zugeführt.

Diese Stufe verdoppelt 202 MHz auf 404 MHz, d.h. auf die eigentliche Oszillatorfrequenz. Der kapazitiv an die Anode angekoppelte Leitungskreis La 2 ist auf 404 MHz abgeglichen. Auch diese Röhre erhält die Anodenspannung durch Parallelspeisung. Der Leitungskreis LBF wird gleichfalls auf 404 MHz abgestimmt und siebt unerwünschte Frequenzen aus. LBF wird induktiv an La 2 angekoppelt und gleichzeitig von LBF auf Lk 2 induktiv ausgekoppelt.

Es sei darauf hingewiesen, daß man natürlich auch von anderen Quarzfrequenzen aus die Frequenz von 404 MHz erreichen kann. So z.B. mit 44,888 MHz, wobei dann die 1. Stufe des im Mustergerät verwendeten Oszillators entfällt. Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des 70-cm-Konverters, Bild 3 die Änderung des Quarzoszillators bei Verwendung eines 44,888-MHz-Quarzes.

OMs, die einen Empfänger mit einer anderen Frequenz als 28 bis 30 MHz als Nachsetzer verwenden, müssen natürlich eine andere Oszillatorfrequenz aufbereiten. Zwangsläufig ändern sich dann die Leitungskreise, die auf die Oszillatorfrequenz abgestimmt sind. Die Berechnung der Leitungskreise bereitet sicher keine Schwierigkeiten.

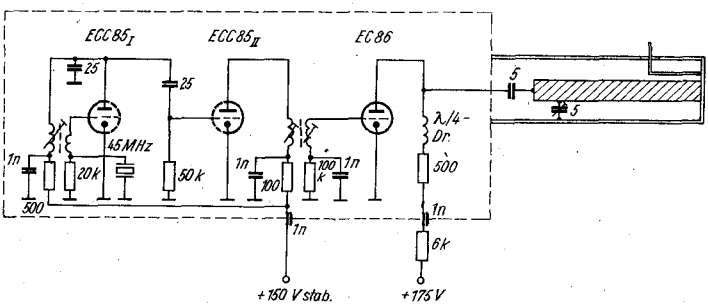


Bild 3 Oszillatorschaltung bei Verwendung eines 44,888-MHz-Quarzes

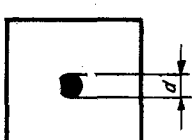


Bild 4 Ansicht eines Leitungskreises, verwendet wird D = 25 mm, d = 6 mm (Z = 88 Ω)

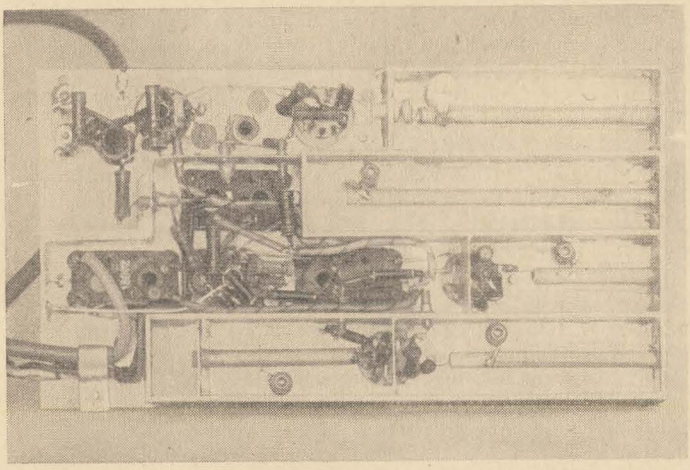


Bild 5a Ansicht des vom Verfasser aufgebauten Konverters (von oben)

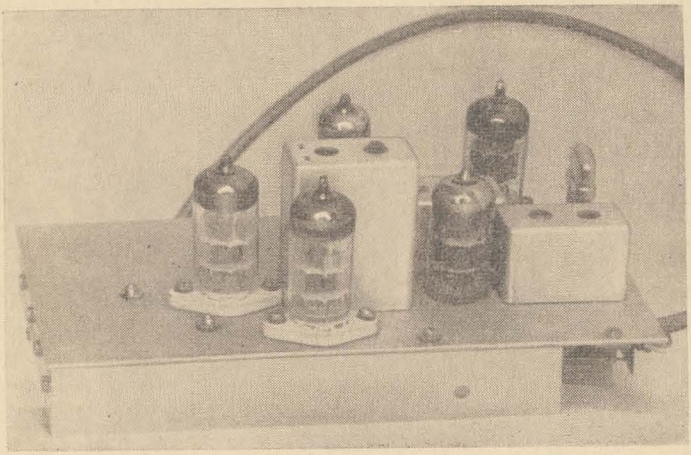


Bild 5b Ansicht des 70-cm-Konverters (von unten)
(beide Fotos zeigen den Konverter mit nur 3stufigem Oszillator, Quarz = 44,888 MHz)

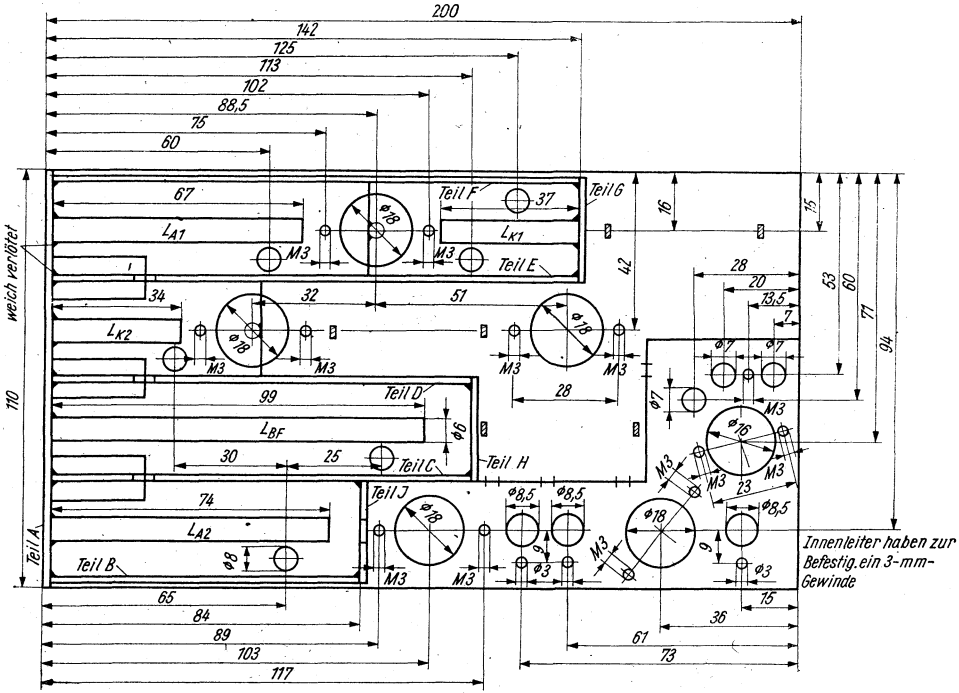


Bild 6 Maßskizze (von unten gesehen) des Konverterchassis

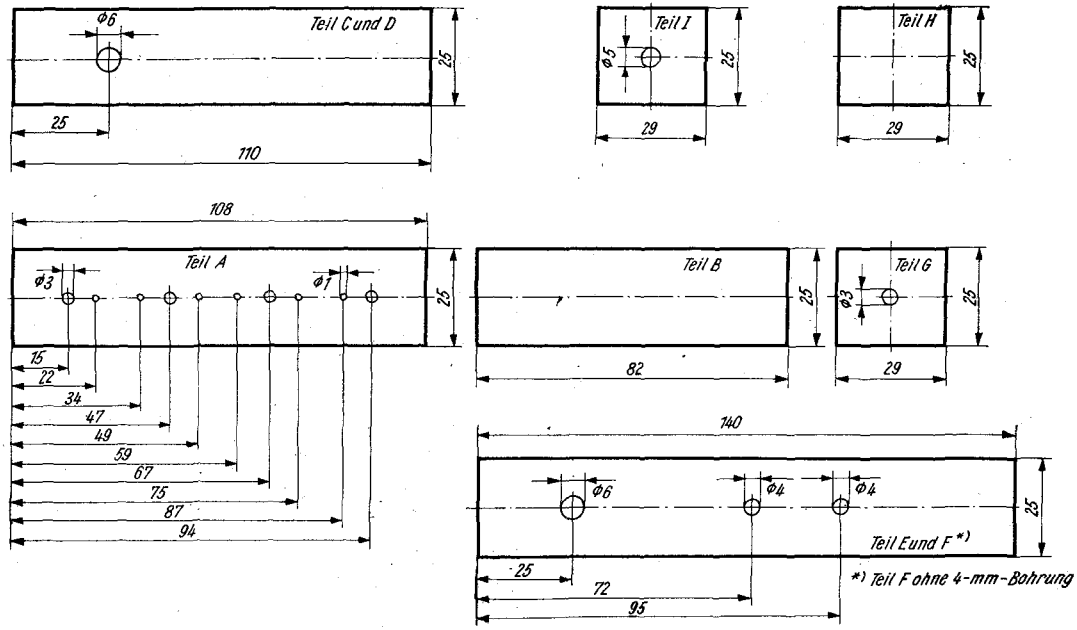


Bild 7 Maßskizze der Trennwände des Konverters

Der Wellenwiderstand der Leitungskreise im Mustergerät beträgt $Z = 88\,\Omega$. Nach Gleichung (1) oder (2) kann der Wellenwiderstand Z der Kreise errechnet werden (Bild 4).

$$Z = 60 \ln 1{,}08 \frac{D}{d} \tag{1}$$

oder

$$Z = 138 \log 1{,}08 \frac{D}{d} \tag{2}$$

Die Länge der Leitungskreise bzw. ihrer Innenleiter errechnet sich nach Formel (3):

$$\omega C' Z = \operatorname{cotg} 2\pi \frac{l}{\lambda}; \tag{3}$$

f in Hz, l und λ in cm, Z in Ω, C' in F. C' besteht aus $C\,1 + C\,2$. $C\,1$ = Röhrenkapazität und $C\,2$ = Belastungskapazität durch Kreiskapazität (einschließlich Trimmer).

Das Chassis besteht aus Messingblech. Die inneren Trennwände sind weich eingelötet, der Gesamtaufbau ist aus Bild 5 ersichtlich. Sämtliche Messingteile, wie Trennwände, Chassisplatte und Innenleiter, wurden nach der im FUNKAMATEUR [2] beschriebenen Methode versilbert (dieses Verfahren hat sich in vielen Fällen beim Verfasser gut bewährt). Für den Konverter sollten nur hochwertige Bauteile, wie keramische Röhrenfassungen, Quarzhalter, keramische Rohrtrimmer, verwendet werden. Zur Verringerung der Kapazitäten wurde auf Röhrenabschirmhauben verzichtet. Dieser Verzicht wirkt sich außerdem günstig auf die Lebensdauer der Röhren aus. Sämtliche Leitungskreise und Oszillatorspulen lassen sich von oben her abgleichen.

Maßskizzen Bild 6 und Bild 7 zeigen den mechanischen Aufbau.

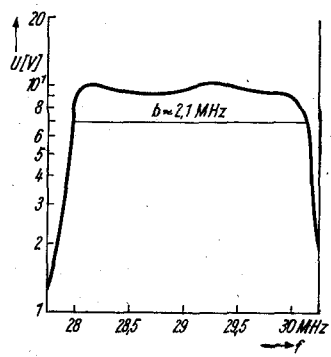


Bild 8
Durchlaßkurve des ZF-Verstärkers

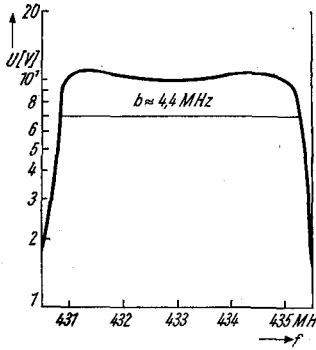


Bild 9
Durchlaßkurve des gesamten Konverters

Mit diesem Konverter schaffen sich die OMs ein Gerät, das auf lange Sicht allen Anforderungen gerecht wird. Der Verfasser hatte durch *DM 2 CVL* die Möglichkeit erhalten, die Rauschzahl des Konverters mit einem kommerziellen Rauschgenerator zu messen. Sie war dem für *Deziton 70 A* angegebenen Wert von 6 kT_0 gleich! Mit dem Konverter wurden bisher allerdings nur wenige Verbindungen auf dem 70-cm-Band hergestellt (was allerdings nicht auf den Konverter, sondern auf die Sendeanlage zurückzuführen ist). Dezember 1965 und Januar 1966 wurden damit die Signale von *OSCAR IV* mehrere Male empfangen, als seine Entfernung etwa 30- bis 40000 km betrug. Der Empfang der 70-cm-Signale dieses Satelliten war stabil, die Feldstärke betrug im Mittel 6 bis 8 dB ü. R. Diese Tatsache spricht wohl für den Konverter!

Spulen- und Drosseldaten

L 1 = 12 Wdg., 0,3-mm-CuL, eng gewickelt, Durchmesser 7 mm, Kern M 220
L 2 = 5 Wdg., 1,0-mm-CuAg, 1 mm Abstand, Durchmesser 8 mm, Kern M 220
L 3 = 4 Wdg., 1,0-mm-CuAg, 1 mm Abstand, Durchmesser 8 mm, Kern Alu
L 4 = 2 Wdg., 1,0-mm-CuAg, 3 mm Abstand, Durchmesser 8 mm, Kern Alu
L 5···L 10 abhängig von den verwendeten Spulenkörpern. Das Kreis-C von 12 pF sollte beibehalten werden! (L 10 etwa 3 Wdg.)
$\lambda/4$-Drosseln = Durchmesser 5 mm, 0,4-mm-CuL, Drahtlänge 18,5 cm
$\lambda/4$-Drossel für Oszillator = Durchmesser 5 mm, 0,4-mm-CuL, Drahtlänge 19 cm
Länge der Innenleiter (6-mm-Rundmessing):
LK 1 = 3,7 cm LBF = 9,9 cm
LA 1 = 6,7 cm LA 2 = 7,4 cm
LK 2 = 3,4 cm

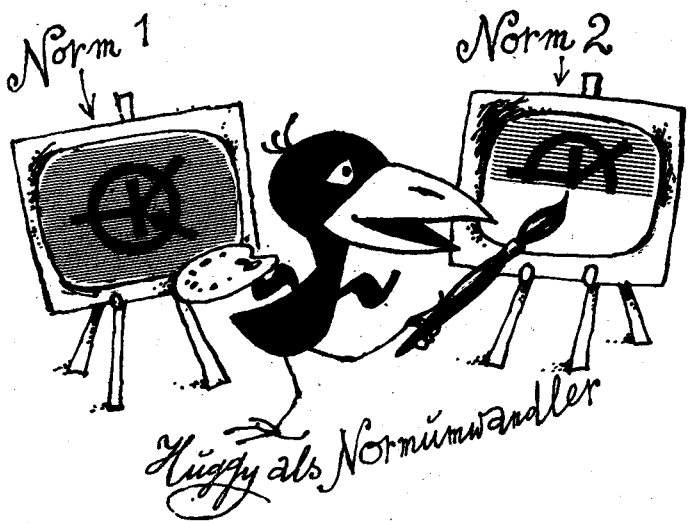
Literatur

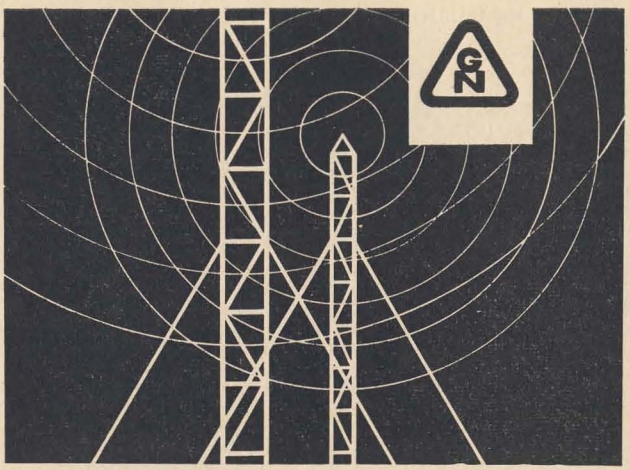
[1] *Lickfeld, DL 3 FM:* Deziton 70 A, DL-QTC, Heft 1/1960
[2] *DM 3 YSF* u.a., Versilbern — kein Problem, FUNKAMATEUR, Heft 6/1961

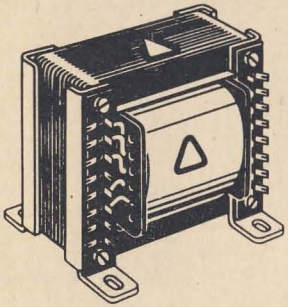
Vollelektronische Normwandlung beim Fernsehen

In der sozialistischen Staatengemeinschaft gibt es eine einheitliche Bild- und eine Zeilenfrequenz (50 Hz, 15625 Hz). Dies ist nicht auf der ganzen Welt so. Die USA, ein Teil der mittel- und lateinamerikanischen Länder, Großbritannien, Frankreich, Belgien (2 Normen!) haben unterschiedliche Fernsehnormen. Bei der Fernsehübernahme von Sendungen aus diesen Ländern muß ein sogenannter Normwandler zwischengeschaltet werden, der das Fernsehbild von Norm 1 auf Norm 2 wandelt. Dies war in der Vergangenheit im Prinzip einfach. Eine Fernsehbildröhre erzeugte auf ihrem Bildschirm ein scharfes Bild nach Norm 1, eine Fernsehkamera nahm dieses Bild auf nach Norm 2. Natürlich ging diese Wandlung in der Praxis nicht ganz so unkompliziert vor sich, wie sich das hier liest. Die Qualität der auf diese Weise gewandelten Fernsehbilder reicht aber für das Farbfernsehen nicht mehr aus. Man entwickelte daher einen vollelektronischen Normwandler, der den Umweg über das optische Bild nicht mehr benötigt.

Um aus den 60 Halbbildern je Sekunde des amerikanischen Fernsehbilds die 50 Halbbilder je Sekunde vieler europäischer Normen zu gewinnen, wird in dem Wandler jedes 6. Halbbild ausgetastet. Eine 4stufige Quarz-Verzögerungsleitung erhält das Fernsehsignal der Norm 1 zugeführt. Während das 1. Halbbild direkt weitergeleitet wird, sorgt ein elektronischer Umschalter dafür, daß das 2. Halbbild um $3^1/_2$ ms verzögert wird, das 3. um 7 ms, das 4. um $10^1/_2$ ms und das 5. um 14 ms. Während des 6. Halbbilds, das gewissermaßen unter den Tisch fällt, springt der elektronische Umschalter in die Eingangsstellung zurück. Gleichzeitig werden die Zeilen des (amerikanischen) Fernsehbilds nach der Norm 1 um rund 17 % gekürzt. Hierzu dient das Zeilendauer-Anpassungsglied.







TRANSFORMATOREN

ÜBERTRAGER

für die Rundfunk-

und Fernmeldetechnik

Bezug nur über den Fachhandel!

GUSTAV NEUMANN KG

SPEZIALFABRIK FÜR TRANSFORMATOREN

Betrieb mit staatlicher Beteiligung

5903 CREUZBURG / WERRA THÜR. (DDR)

Ein Stereo-Steuergerät mit Transistorbestückung

Dipl.-Ing. H. Müller

Im vorgestellten Empfänger wird versucht, konventionelle Schaltungstechnik mit neueren Methoden der Empfangstechnik zu kombinieren. Es kam dabei weniger darauf an, Bauelemente und Abgleicharbeit um jeden Preis einzusparen. Vielmehr war es das Ziel, einen Empfänger mit möglichst guten elektrischen Eigenschaften aufzubauen. Folgende Schaltungskonzeption wurde gewählt:

— Tuner mit 2 abgestimmten Vorstufen und verzögerter Regelung,
— ZF-Verstärker mit Frequenzumsetzung und Gleichspannungsverstärker,
— Demodulator nach dem Integrationsprinzip,
— Stereodekoder nach dem Schalterprinzip.

Das Steuergerät speist einen NF-Verstärker mit eisenlosen Endstufen, wie schon des öfteren beschrieben. Er soll nicht Gegenstand dieser Betrachtung sein.

Durch diese Konzeption wurde erreicht, daß der elektrische Aufbau relativ unkritisch ist. Im Mustergerät wurde nur der Tuner und die 2. Mischstufe abgeschirmt. Der ZF-Verstärker mit Dekoder ist auf einer Universalleiterplatte aufgebaut und steckbar ausgeführt.

Die einzelnen Stufen in gedruckter Schaltung sind auf Karten senkrecht auf der Leiterplatte montiert. Der Netzteil wurde so dimensioniert, daß der Betrieb auch bei größeren Netzschwankungen noch gewährleistet ist (Bild 4b).

Der Tuner (Bild 1)

Damit eine gute Empfindlichkeit bei gleichzeitig gutem Regelverhalten gewährleistet ist, hat der Tuner 2 Vorstufen, deren 1. in die Spannungsregelung einbezogen wurde. Die Schwingkreise des Tuners sind mit einem Vierfach-Drehkondensator abzustimmen; denn durch den verwendeten ZF-Verstärker wird die Selektion zum großen Teil von den Vorkreisen bestimmt. In die 1. Vorstufe sollte man nur einen extrem rauscharmen Transistor einsetzen. Im Mustergerät wurde ein *AF 106* verwendet. Eine

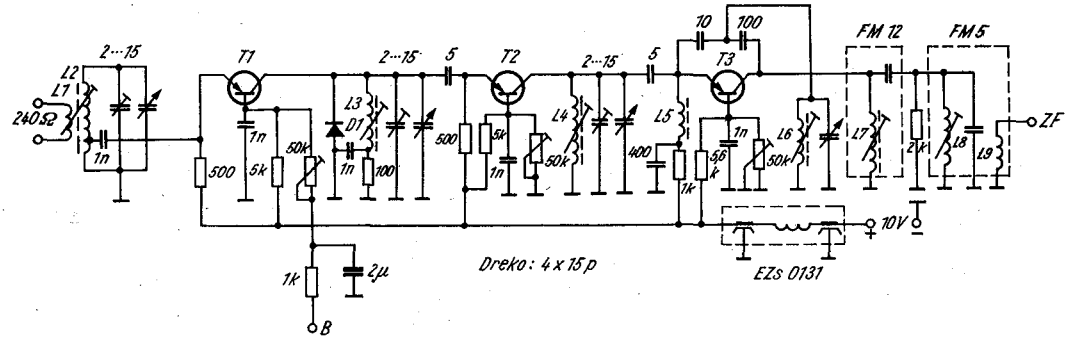


Bild 1 Schaltung des UKW-Tuners mit 2 Vorstufen

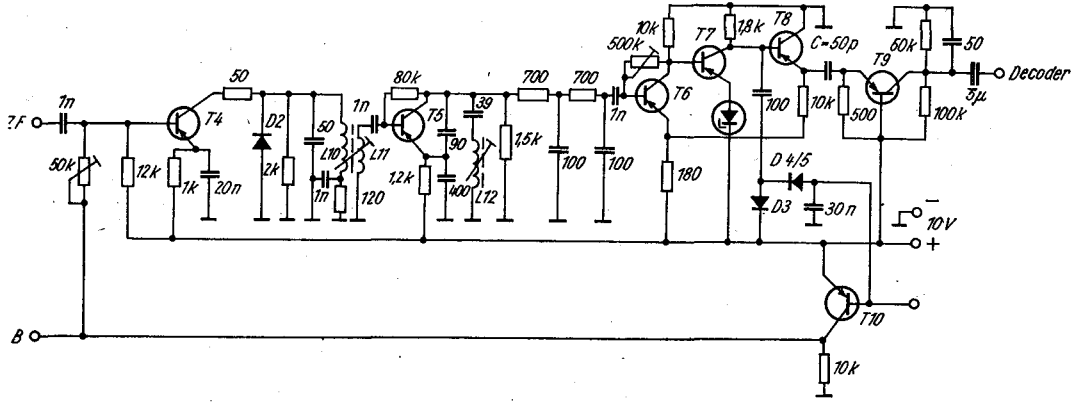


Bild 2 Schaltung des ZF-Teils (10,7 MHz/300 kHz) und des Demodulators

Dämpfungsdiode vermindert eine Übersteuerung des Tuners. Um die maximale Verstärkung jeder Stufe zu finden, ist es zweckmäßig, die Basisspannung durch Trimmwiderstände einzustellen. Die Schaltung des Tuners weist keine Besonderheiten auf. Die Filter am Ausgang sind die handelsüblichen Typen *FM 12* und *FM 5; FM 5* wurde zusätzlich bedämpft.

Der ZF-Verstärker (Bild 2)

Guter Wirkungsgrad des Demodulators und unkritische Dimensionierung erfordern es, die ZF von 10,7 MHz auf etwa 300 kHz umzusetzen [1], [2], [3]. Da der ZF-Teil einen Stereodekoder ansteuern soll, ist die Übertragungskurve zu beachten. Für die verzerrungsarme Übertragung des Multiplexsignals wird eine Bandbreite von etwa 200 kHz gefordert. Diese Bedingung läßt sich erfüllen, wenn die noch verbleibenden Schwingkreise bedämpft werden und der ZF-Verstärker eine gute Begrenzung gewährleistet [10].

Auf den Tunerausgang folgt zunächst noch eine Stufe für 10,7 MHz. Sie verbessert die Fernempfangseigenschaften des Empfängers und dient hauptsächlich der automatischen Verstärkungsregelung. Der Basisspannungsteiler erhält seine Spannung von der Regelspannungserzeugung. Am Kollektor befindet sich noch eine Dämpfungsdiode, die bei großen Amplituden öffnet. Der Schwingkreis am Ausgang der 1. Stufe ist stark bedämpft.

Über eine Koppelspule wird das ZF-Signal der selbstschwingenden Mischstufe zugeführt. Versuche ergaben, daß an dieser Stelle eine selbstschwingende Mischstufe völlig ausreicht, da an die Frequenzkonstanz des Mischprodukts keine strengen Forderungen zu stellen sind. Die Mischstufe wird durch eine Spannungsgegenkopplung stabilisiert. Auf die Mischstufe folgt ein 2stufiges RC-Filter, das Reste der I. ZF vom folgenden Verstärker fernhält.

Um gute Begrenzungseigenschaften zu gewährleisten, verwendet man einen 3stufigen Verstärker mit galvanischer Kopplung [4]. Die direkte Kopplung der beiden 1. Stufen wird durch die Z-Diode im Emitterzweig des 2. Transistors ermöglicht. Der geringe dynamische Widerstand der Z-Diode erspart die Verwendung einer *RC*-Kombination, die die Begrenzung ungünstig beeinflussen würde. Mit dem Basiswiderstand der 1. Stufe stellt man die Arbeitspunkte der Stufen 1 und 2 so ein, daß über der Z-Diode die Nennspannung abfällt.

Die 3. Stufe arbeitet in Kollektorschaltung und bewirkt die Auskopplung des Signals. Vom Emitter führt eine starke Gegenkopplung auf den Eingang des Verstärkers, wodurch die Schaltung gegenüber Temperaturschwankungen und Exemplarstreuungen unempfindlich wird. An den

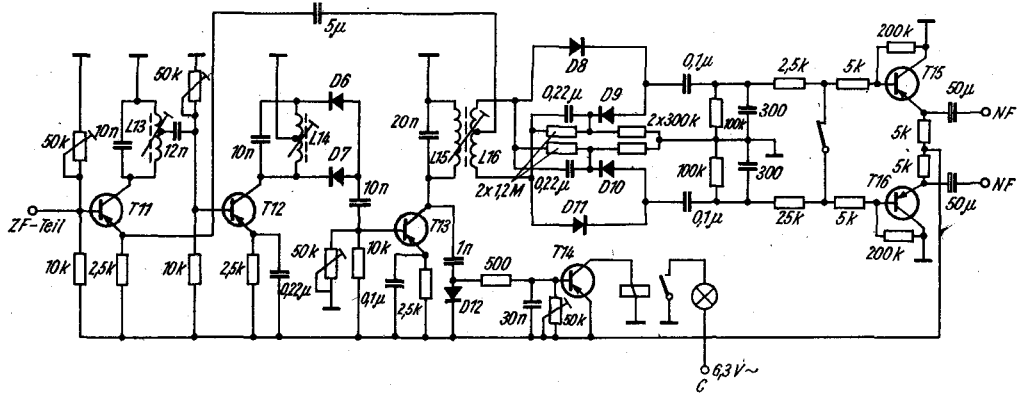


Bild 3 Schaltung des Stereodekoders nach dem Schalterprinzip

Verstärker schließt sich ein Demodulator nach dem Integrationsprinzip an. Die Wahl des Kondensators *C* ist ein Kompromiß zwischen Spannungsausbeute und Klirrfaktor. Im Mustergerät wurde seine Größe so gewählt, daß der Klirrfaktor allein vom nachfolgenden NF-Verstärker abhängt. Die Kapazität am Kollektor des Demodulators sollte nicht zu groß sein. Die hohen Frequenzen des Multiplexsignals (bis 53 kHz) dürfen hier nicht bedämpft werden.

Am Kollektor von T 7 greift man über eine Kapazität einen Teil der Signalspannung ab und verwendet sie nach Gleichrichtung zur Spannungsregelung. Gleichzeitig wird über einen Anzeigeverstärker eine Abstimmanzeige angeschlossen (Bild 4a). Der Anzeigeverstärker ist so ausgeführt, daß sich ein preisgünstiges Instrument (etwa 2,5 mA) benutzen läßt. Das Instrument hat keine Skale, sondern einen farbigen Keil, der vom Zeiger mehr oder weniger überdeckt wird. Auf diese Weise ist eine optisch wirksame Anzeige möglich [11].

Der Stereodekoder (Bild 3)

Der verwendete Stereodekoder arbeitet nach dem Schalterprinzip. An Transistor T 11 erfolgt die Trennung von NF-Signal und Pilotträger. Der Pilotton von 19 kHz wird in T 11 und T 12 verstärkt, anschließend verdoppelt und in T 13 nochmals verstärkt. Der verstärkte 38-kHz-Träger schaltet dann am Ausgang des Dekoders das Diodennetzwerk und trennt damit das Multiplexsignal in die Seiteninformationen *links* und *rechts*. Vom Kollektor T 13 wird eine Steuerspannung abgezweigt, die nach Verstärkung ein Relais schaltet. Mit den Kontakten des Relais wird der bei monofonen Sendungen parallelgeschaltete Ausgang des Dekoders getrennt und gleichzeitig an der Skale eine Anzeigelampe geschaltet. Mit dem Trimmwiderstand kann man den Verstärker so einstellen, daß nur bei stereowürdigen Eingangssignalen eine getrennte Wiedergabe der Kanalinformationen erfolgt. Die Schaltung des Dekoders weist keine Besonderheiten auf; es sei daher auf andere Beschreibungen verwiesen [5], [6], [7], [8], [9]. Am Ausgang schließen 2 Kollektorstufen den Dekoder ab und bieten einen niederohmigen Ausgang.

Geht man davon aus, daß bei *Hi-fi*-Steuergeräten der Aufwand an Bauelementen auf Grund der geforderten Daten ohnehin größer ist, so erscheint die Konzeption des Mustergeräts sinnvoll. Zu beachten ist dabei, daß erhöhter Aufwand an Bauelementen den Abgleich wesentlich erleichtert, da der ZF-Verstärker nur ein Minimum an Abgleicharbeit erfordert.

Im Mustergerät enthält nur der Tuner typisierte Transistoren; in allen anderen Stufen wurden nach entsprechender Auswahl sogenannte Bastlertransistoren verwendet. Nachfolgend sind jedoch die Typen angegeben, nach deren Kenndaten die Auswahl des Materials erfolgte.

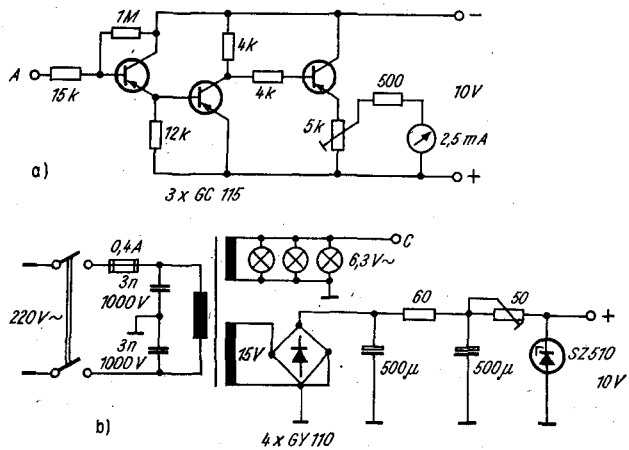


Bild 4 Schaltungsvorschläge für die Abstimmanzeige (a) und den stabilisierten Netzteil (b)

Ein wesentlicher Nachteil der verwendeten Schaltung liegt darin, daß keine Richtspannung für eine automatische Nachstimmung des Tuners vorhanden ist. Die Abstimmung auf einen Stereosender muß deshalb sehr sorgfältig geschehen. Die Erzeugung einer Richtspannung mit Hilfe von verstimmten Schwingkreisen auf 300 kHz ist leicht möglich, wurde aber im Mustergerät noch nicht vorgesehen.

Der Abgleich

Es muß an dieser Stelle darauf hingewiesen werden, daß ohne einen sorgfältigen Abgleich mit geeigneten Meßmitteln ein Empfänger wohl selten das Optimum an Leistung bringen wird. Zum Abgleich des beschriebenen Empfängers ist mindestens erforderlich:

HF-Generator, NF-Generator,
Multizet (20 kΩ/V),
Oszillograf.

Begonnen wird mit dem Abgleich des ZF-Verstärkers. Die Spule L 12 ist so abzugleichen, daß der Oszillator auf 11 MHz schwingt. Das kann man notfalls mit Hilfe eines anderen Empfängers kontrollieren. Ein Dip-Meter leistet dabei gute Dienste. Der Abgleich ist nicht sehr kritisch.

Die Spulen L 10, L 8, L 7 werden bei 10,7 MHz auf Maximum getrimmt; Einspeisepunkt: Emitter T 3. Zum Abgleich des HF-Teiles wird der Drehko in Mittelstellung gebracht und am Eingang eine Frequenz von 94 MHz eingespeist. Den Oszillatorkreis stellt man dann so ein, daß am Kollektor von T 10 die Spannung ein Minimum erreicht. Dann ist die ZF-Spannung am größten. Die HF-Spannung wird dabei so verringert, daß sie den Bereich der Begrenzung nicht erreicht. Anschließend werden die Spulen L 4, L 3, L 2 nahe den Bandgrenzen auf 2 Punkten abgeglichen. Mit den Einstellpotentiometern der Stufen kann man die maximale Verstärkung suchen. Dabei ist es möglich, daß sich auf Grund der Transistorkapazitäten die Schwingkreise geringfügig ändern. Der Abgleich sollte deshalb am Schluß nochmals überprüft werden. Mit dem Oszillografen kann man den Einsatz der Begrenzung am Emitter von T 8 kontrollieren.

Zum Abgleich des Dekoders ist eine NF von 19 kHz an die Basis von T 11 zu legen. Am Kollektor von T 13 muß sich die doppelte Frequenz nachweisen lassen. Nachdem alle Kreise auf Maximum abgeglichen sind, ist der Vorabgleich beendet. Die Umschaltautomatik (T 14) wird so eingestellt, daß das Relais bei Eingangsspannung d
= 30 mV anzieht. Bei Empfang einer Stereosendu
gleich aller Kreise nochmals überprüfen.

Abschätzung der Ergebnisse

Mit dem vorgestellten Empfänger wurden folgende Daten erreicht;

Rauschzahl	2,8 kT_0
Bandbreite	190 kHz
Beginn der Begrenzung	$U_e = 12\ \mu V$
Ausgangsspannung	$U_{aeff} = 0{,}8$ V
Klirrfaktor	0,5% bei 75 kHz Hub
Übersprechdämpfung (Dekoder)	— 35 dB bei 1kHz

Bauelemente (Bild 1)

T 1	*AF 106, GF 132*
T 2	*GF 132*
T 3	*GF 131*
D 1	*OA 675, GA 100*
L 1	4 Wdg., auf L 2 gewickelt
L 2	5 Wdg., 0,6-mm-CuAg, Anzapfung bei 1. Wdg.
L 3	5 Wdg., 0,6-mm-CuAg
L 4	5 Wdg., 0,6-mm-CuAg
L 5	9 Wdg., 0,5-mm-CuL
L 6	4 Wdg., 0,8-mm-CuAg
L 7	Filter FM 12
L 8/9	Filter FM 5

(L 5 auf Körper 5 mm Durchmesser, alle anderen auf Stiefelkörper 7 mm Durchmesser)

Bauelemente (Bild 2)

T 4, T 5	*GF 122*
T 6 bis T 9	*GF 120*
T 10	*GC 116*
D 2, D 4, D 5	*OA 625, GA 100*
D 3	*ZA 250/6*
L 10	20 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Körper 5 mm Durchmesser
L 11	4 Wdg., 0,,3-mm-CuL, auf L 10 gewickelt
L 12	18 Wdg., 0,3-mm-CuL, auf Körper 5 mm Durchmesser

Bauelemente (Bild 3)

T 11 bis T 13	*GF 120*
T 14	*GC 115*
T 15, T 16	*GC 117*
D 6 bis D 11	*OA 720*
D 12	*OA 625, GA 100*
L 13	170 Wdg., 0,1-mm-CuL, Anzapfung bei 50. Wdg.
L 14	2 × 85 Wdg., 0,1-mm-CuL, biflar gewickelt
L 15	85 Wdg., 0,1-mm-CuL
L 16	80 Wdg., 0,1-mm-CuL, mit Mittelanzapfung

(Ferrit-Schalenkern mit A_L-Wert 250 nH/w²)

Literatur

[1] *Gaßmann:* Ein neues FM-Empfangsverfahren, radio und fernsehen, 15 (1966), Heft 15

[2] *Schley:* FM-Demodulation mit RC-Glied, radio und fernsehen, 17 (1968), Heft 2

[3] *Florin und Rohrbeck:* Ein ultralinearer FM-Demodulator für Hi-Fi-Empfänger, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 7

[4] *Gärtner:* Ein stabiler Breitbandverstärker, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 6

[5] *Rohde und Burgdorf:* Ein Hi-Fi-Stereo-Tuner, Funktechnik 21 (1966), Heft 22 und 23

[6] *Streng:* Die verschiedenen Arten des Stereo-Decoders, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 8

[7] *Gebhardt:* Bauanleitung für eine volltransistorisierte Stereoanlage, radio und fernsehen 17 (1968), Heft 1

[8] *Streng:* Decoderschaltungen für die HF-Stereofonie, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 1

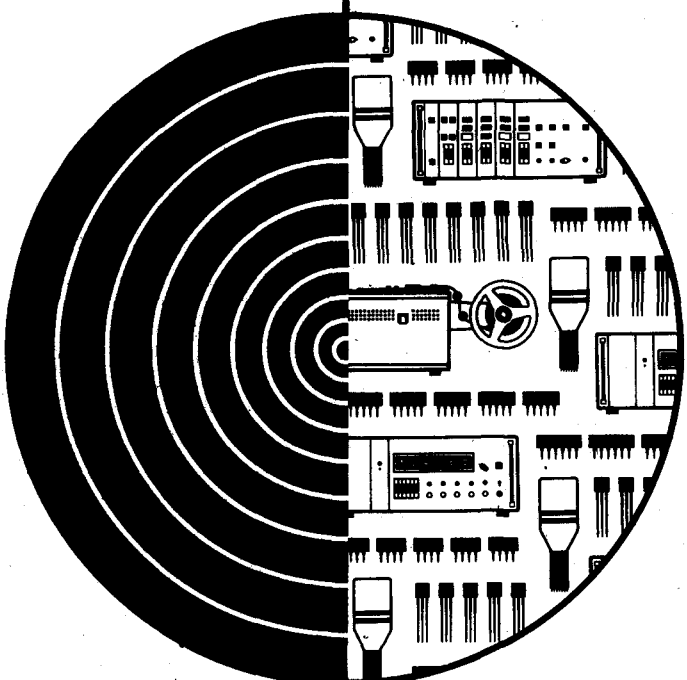
[9] *Seifert:* Ein einfacher Stereodecoder für das Pilottonverfahren, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 1

[10] *Florin:* Dimensionierungshinweise für stereotüchtige ZF-Verstärker, radio und fernsehen 14 (1965), Heft 11

[11] *Müller:* Abstimmanzeige für Transistorempfänger, FUNKAMATEUR, Heft 10/1967

RFT
electronic

Erzeugnisse die dem Fortschritt dienen



KOMBINAT
VEB FUNKWERK
ERFURT

DDR · 50 Erfurt
Rudolfstr. 47 Tel. 580

Unser
Fertigungsprogramm:

Halbleiter-Bauelemente
elektronische Meßgeräte
Oszillografen- und
Empfängerröhren

Wechselsprechanlage für den Selbstbau

E. Seng

Mit einer Wechselsprechanlage werden 2 oder mehr Teilnehmer miteinander verbunden, wobei man abwechselnd auf *Sprechen* oder *Hören* schaltet. Die in diesem Beitrag vorgeschlagene Schaltung läßt sich mit handelsüblichen Bauteilen und verbilligten Basteltransistoren realisieren; auch sind Stromversorgung und Aufbau unproblematisch.

Die 1. Variante zeigt eine Wechselsprechanlage aus 2 aktiven Endstellen (Bild 1), d.h., jede Endstelle hat einen Verstärker (Bild 2). Das Umschalten von *Hören* auf *Sprechen* erfolgt mit einem 2poligen Umschalter (Bild 3b) bzw. einem *Kellog*-Schalter (Bild 3a) oder einem Drucktastenkontaktsatz (Bild 3c). Hauptstelle und Endstelle werden mit einer Zweidrahtleitung verbunden. Der Lautsprecher (gleichzeitig als Mikrofon benutzt) ist ein Typ mit einer Impedanz von 8 Ω *(LP 557, LP 558, 121 K, 112 M)*. Als Stromversorgung genügt eine Flachbatterie 4,5 V.

Der Verstärker nach Bild 2 besteht aus einer Treiberstufe mit *Mikki*-Treiberübertrager *K 32*. Auf Grund der getrennten Sekundärwicklungen läßt sich eine eisenlose Endstufe aufbauen, so daß man den Ausgangsübertrager einspart. Zur Temperaturstabilisierung werden als R 4 und R 7 Heißleiterwiderstände benutzt. Entfällt diese Stabilisierung, so wird an Stelle von R 3/R 4 und R 6/R 7 jeweils ein Widerstand von 68 Ω

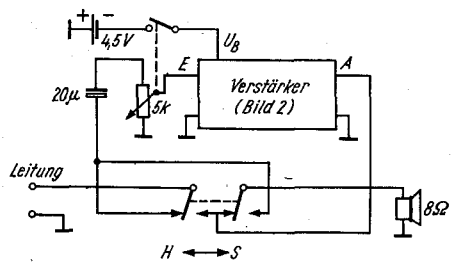


Bild 1 Schaltung der beschriebenen Wechselsprechanlage

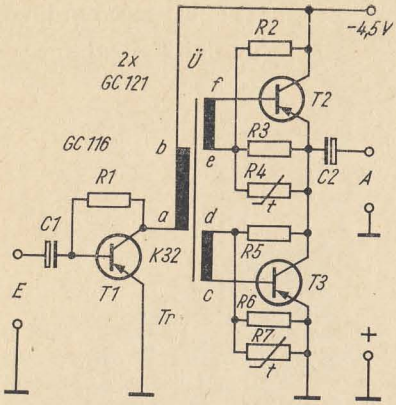


Bild 2
Schaltung des verwendeten Verstärkers

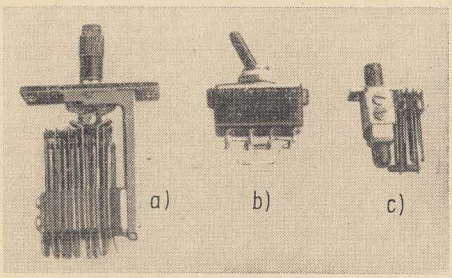


Bild 3 Verwendbare Umschalter zur Sprechrichtungsumschaltung;
a — Kellog-Schalter, b — 2poliger Umschalter, c — Drucktastensatz

eingebaut. Bild 4a zeigt die für diesen Verstärker verwendete gedruckte Schaltung; Bestückungsplan siehe Bild 4b.

Nicht immer ist eine aktive Endstelle zweckmäßig, so z. B. bei einer Haustürsprechstelle, beim Einpeilen einer Fernsehantenne bzw. bei Arbeiten, bei denen man keine Hand zum Drücken der Sprechtaste frei hat. In einem solchen Fall eignet sich eine passive Endstelle, die einfach aus einem an die Zweidrahtleitung angeschlossenen Lautsprecher besteht. In Schaltstellung Bild 1 ist die passive Endstelle stets sprechbereit. Umschalten auf *Hören* erfolgt an der Hauptstelle, die dann ihrerseits sprechbereit ist.

Die durch die passive Endstelle fehlende Verstärkung muß allerdings durch einen zusätzlichen Vorverstärker bei der Hauptstelle ausgeglichen

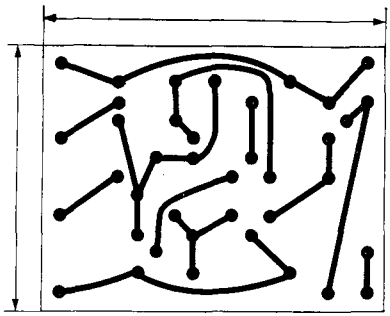


Bild 4a
Leitungsführung der Platine für den Verstärker nach Bild 2

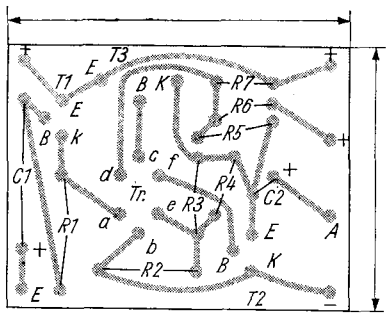


Bild 4b
Bestückungsplan für die Platine nach Bild 4a

werden. Bild 5 zeigt eine geeignete Schaltung. Damit wird der in Bild 2 gezeigte Verstärker 3stufig. Die Ruhestromaufnahme der einzelnen Stufen stellt man auf etwa 0,8 bis 1,5 mA ein (mit R 1, R 2, R 5 und R 8). Bei Ansteuerung durch ein ankommendes Signal steigt die Stromaufnahme der Endstufe bis auf etwa 20 mA. (Auf der Leiterplatte wurde der zusätzliche Vorverstärker nicht berücksichtigt.)

Will man mehr als 2 Sprechstellen benutzen und soll jeder der Teilnehmer alle Gespräche mithören, dann schaltet man sämtliche Endstellen parallel. Das erfordert den geringsten Aufwand. Anpassungsschwierig-

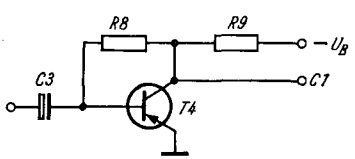


Bild 5
Vorverstärkerschaltung zur Ergänzung der Hauptstelle beim Betrieb mit passiver Endstelle

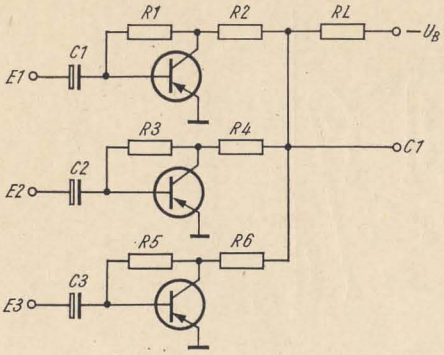


Bild 6
Vorverstärkerschaltung zum Betrieb mit bis zu 3 getrennten passiven Endstellen

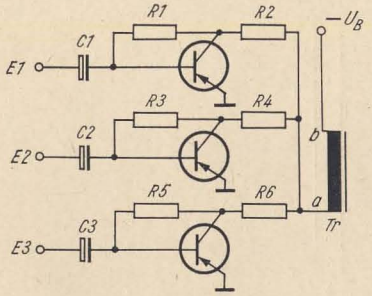


Bild 7
Änderung der Treiberstufenschaltung in Bild 2 zum Anschluß von bis zu 3 getrennten aktiven Endstellen

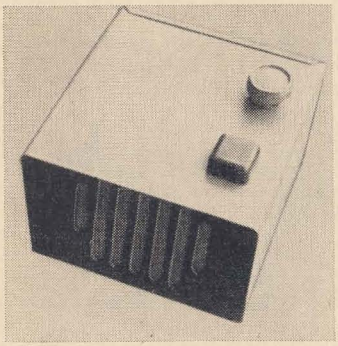


Bild 8
Endstelle mit Sprechtaste und Lautstärkeregelung

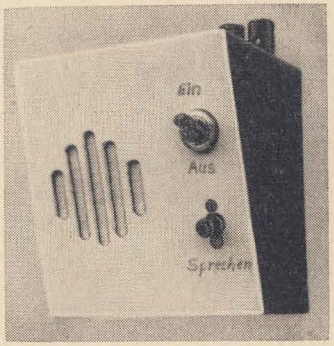


Bild 9
Endstelle mit Sprechtaste und Ein-Aus-Schalter

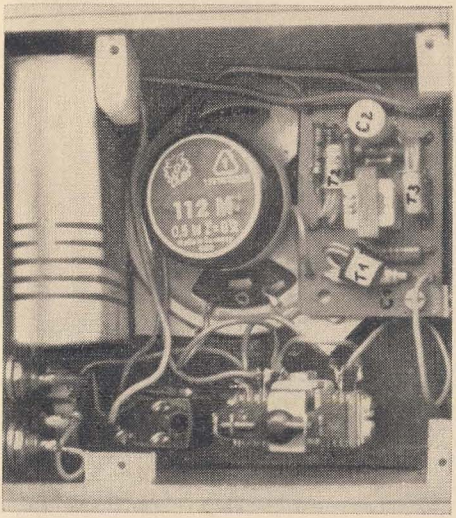


Bild 10
Innenansicht der Endstelle nach Bild 9

keiten ergeben sich nicht, da die Eingangswiderstände viel größer sind als die Ausgangswiderstände. Muß dagegen jede Endstelle getrennt betrieben werden, so benötigt die Hauptstelle zu jeder Endstelle eine eigene Sprechtaste sowie eine besondere Trenn- bzw. Vorverstärkerstufe. Baut man die Endstellen passiv auf (also ohne eigenen Verstärker), so findet man in Bild 6 die erforderlichen Vorverstärkerstufen der Hauptstelle zum Anschalten von 3 Endstellen. Bei aktiven Endstellen wird der Verstärker der Hauptstelle gemäß Bild 7 verändert. Man erkennt 3 getrennte Treiberstufen, die im Parallelbetrieb auf die Primärwicklung des Treiberübertragers *K 32* arbeiten. Zum Ausgleich unterschiedlicher Verstärkungswerte sind in den Schaltungen nach Bild 6 und Bild 7 die Widerstände R 2, R 4 und R 6 vorgesehen. Diese können entfallen, wenn man die Transistoren vorher nach gleichen Verstärkungswerten ausmißt.

Die Fotos (Bild 8 und Bild 9) zeigen die ausgeführten Endstellen der beschriebenen Wechselsprechanlage. Im praktischen Betrieb hat sich die Anlage bisher gut bewährt.

Bauelemente
für Schaltung nach Bild 2:

C 1	20 µF/3 V	C 2	100 µF/6 V
R 1	82 kΩ	R 2, R 5	560 Ω
R 3, R 6	100 Ω	R 4, R 7	HLS 200 Ω
T 1	*GC 116c* o.ä.	Ü	Übertrager *K 32*
T 2, T 3	*GC 121b* oder *c* (als Pärchen ausgesucht)		

für Schaltung nach Bild 5:

C 3	20 µF/3 V	T 4	*GC 117* o. ä.
R 8	82 kΩ	R 9	3 kΩ

für Schaltung nach Bild 6:

C 1, C 2, C 3	20 µF/3 V	R 1, R 3, R 5	82 kΩ
R 2, R 4, R 6	0,5 bis 2 kΩ	R_L	3 kΩ

Bild 7 wie Bild 6

Die Lawinen-Diode

Die Erschließung bisher unzugänglicher Wellenbereiche für die Nachrichtentechnik einschließlich Fernsehen und Hörfunk, die dringend der Ausweitung durch neue Frequenzbänder bedürfen, ist nach Ansicht der Fachleute durch eine der jüngsten Entwicklungen auf dem Halbleitergebiet zu erwarten. Es handelt sich um die Lawinen-Laufzeit-Diode, ein Bauelement, das wie der Transistor die Funktion der Elektronenröhre übernimmt, nur wiederum um vieles kleiner ist als der Transistor.

Erhöht man die an eine Diode gelegte Spannung über ein bestimmtes Maß hinaus, so wird ihr Halbleitervermögen gewissermaßen überfordert: sie vermag den Elektronenstrom nicht mehr in der einen der beiden Richtungen zu sperren. Vielmehr werden jetzt aus dem Siliziumkristall der Diode in der bisherigen Sperrichtung Elektronen herausgeschleudert, und zwar verstärkt sich dieser Vorgang lawinenartig. Zwischen dem sich aufbauenden elektrischen Feld und dem ausgelösten Elektronenstrom entsteht ein Laufzeitunterschied. Wesentlich sind die als Folge auftretenden elektromagnetischen Schwingungen, die so schnell sind wie bisher bei keinem Schwingungserzeuger. Man hofft, mit dieser Lawinen-Laufzeit-Diode, die extrem leicht, unempfindlich, zuverlässig und haltbar ist, bis etwa 100 GHz (= 3 mm Wellenlänge) zu erzielen. Vorerst allerdings wird man sich jedoch mit 10 GHz begnügen, zumal bei Erreichung des genannten Endziels Wärmestromdichten von etwa 100 Kilowatt je cm² auftreten würden (etwa Wärmestromdichte auf der Sonnenoberfläche), die mit der gegenwärtigen Technik noch nicht beherrscht werden.

Transistorisiertes HF-Millivoltmeter

Dipl.-Ing. Horst Hübl – DM 2 DDN

Das transistorisierte Millivoltmeter gestattet hochohmige Messungen von HF- und Gleichspannungen bis zu einer Empfindlichkeit von 200 mV Zeigervollausschlag bei einer Meßobjektbelastung von etwa 800 kΩ/V. Es eignet sich deshalb besonders für Untersuchungen an Halbleiterschaltungen.

Gegenüber dem im Aufwand vergleichbaren Röhrenvoltmeter hat es eine größere Anzeigeempfindlichkeit und ist handlicher sowie netzunabhängig. Während das Röhrenvoltmeter eine gewisse Warmlaufzeit benötigt, in der der Nullpunkt driftet, ist das Transistorvoltmeter sofort betriebsbereit.

Durch die Verwendung von Siliziumtransistoren in Brückenschaltung bleibt bei üblichen Arbeitstemperaturen (20 °C bis 40 °C) der Einfluß der Restströme so gering, daß eine Nullpunktkorrektur während eines Meßprogramms kaum notwendig ist.

Nachteilig gegenüber einem Röhrenvoltmeter ist der wesentlich geringere Eingangswiderstand, der aus der Tatsache resultiert, daß die Aussteuerung eines Transistorverstärkers nicht leistungslos geschieht. Bei Röhrenvoltmeterschaltungen kann man mit $R_i \geqq 10$ MΩ rechnen, während bei Halbleitergeräten kaum 1 MΩ/V überschritten werden. Da die Meßbereichsumschaltung beim Transistorvoltmeter durch Serienwiderstände geschieht, ist der Eingangswiderstand meßbereichsabhängig. Daraus erklärt sich, daß ein Meßobjekt mit einer Quellenspannung von 10 V bei einem Geräteinnenwiderstand von 800 kΩ/V nur mit 8 MΩ belastet wird, während man bei einer Quellenspannung von 100 mV mit einer Belastung von 80 kΩ rechnen muß.

Schaltungsprinzip

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild des Geräts. Das Meßgerät liegt im Diagonalzweig einer Brückenschaltung, die durch die Widerstände R 1/R 2 und die Kollektor-Emitter-Strecke der Transistoren T 1 und T 2 gebildet

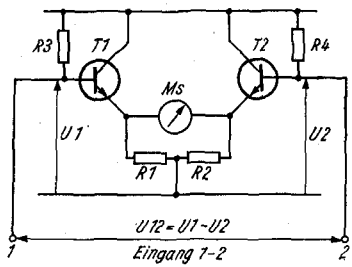


Bild 1
Prinzipschaltung des Differenzverstärkers

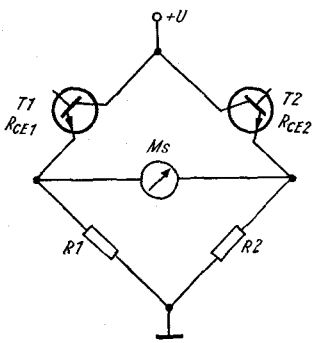


Bild 2
Brückenschaltung für den Meßteil

wird (Bild 2). Die Transistoren arbeiten in Kollektorschaltung. Der besondere Vorteil der Kollektorschaltung liegt in der Linearität der Stromverstärkung. Außerdem können auch die Transistoren durch die stromgegenkoppelnde Wirkung der Emitterwiderstände nicht so leicht übersteuert werden. Die Eingangsspannung wird zwischen die Basisanschlüsse beider Transistoren gelegt. Es handelt sich um das Prinzip eines Differenzverstärkers. Da 2 Transistoren in einem symmetrischen Verstärker, sogar bei Verwendung von Pärchen, niemals genau die gleichen Kennlinien aufweisen, sind Maßnahmen zu treffen, damit eine exakte Nullpunkteinstellung gewährleistet ist. Nullpunkteinstellung liegt vor, wenn bei fehlender Meßspannung beide Emitterpotentiale gleiche Werte haben, dann fließt durch das Meßinstrument kein Strom.

Um das zu erreichen, sind 2 voneinander unabhängige Korrektureinstellungen erforderlich, 1 für die Kennlinien $I_C = f(U_{BE})$, 1 für die Kennlinien $I_C = f(I_B)$. In Bauanleitungen findet man häufig die Nullpunktkorrektur in Form eines einzigen Reglers. Ein solcher Abgleich ist jedoch nicht exakt und liefert keine genauen Meßergebnisse. Wird ein solches

Gerät bei offenen Eingangsklemmen auf 0 abgeglichen, und schließt man dann die Eingangsklemmen kurz, so zeigt das Instrument einen Ausschlag. Nullabgleich läßt sich damit nur für einen Zustand einstellen: bei offenem oder bei kurzgeschlossenem Eingang. Ein exakt aufgebautes Gerät muß aber für beide Fälle auf 0 abgeglichen sein, da sowohl im offenen als auch im kurzgeschlossenen Zustand die Eingangsspannung $U_e = 0$ beträgt und damit keinen Zeigerausschlag verursachen darf.

Nullpunkteinstellung

Die Nullpunkteinstellung erfolgt jeweils bei der Eingangsspannung $U_e = 0$.

a — Nullpunktkorrektur bei kurzgeschlossenem Eingang
Werden in der Schaltung (Bild 3) die Eingangsklemmen 1—2 kurzgeschlossen, so haben die beiden Transistoren die gleichen Basisspannungen $U_{B1} = U_{B2}$, jedoch infolge der unvermeidlichen Exemplarstreuungen unterschiedliche Kollektorströme. Damit erhalten die Emitter auch unterschiedliches Potential, so daß am Meßinstrument die Spannung U_M steht. Sie läßt sich kompensieren, indem man mit Reglerwiderstand R_E (von der Frontplatte her bedienbar) die entsprechende Minimaleinstellung sucht. Dadurch wird die Kennlinienabweichung für $I_C = f(U_{BE})$ korrigiert.

b — Nullpunktkorrektur bei offenem Eingang
Hebt man nach erfolgter Nullpunktkorrektur gemäß *a* den Kurzschluß zwischen den Basisanschlüssen wieder auf, so kann man am Meßgerät erneut einen Ausschlag feststellen, der seine Ursache in einer Kennlinienabweichung für $I_C = f(I_B)$ hat. Diese Funktion spiegelt die Stromverstärkung wider; es ist also vorteilhaft, Transistoren mit möglichst gleichem Gleichstromverstärkungsfaktor B zu verwenden. Dabei hat man zu beachten, daß das Ausmessen bei einem Kollektorstrom geschieht, der

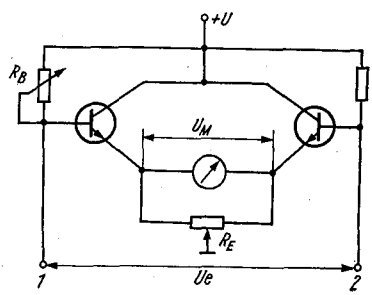


Bild 3
Nullpunktkorrektur beim Differenzverstärker (R_E für kurzgeschlossenen Eingang, R_B für offenen Eingang)

im Betriebsfall im Gerät fließt. Je kleiner die B-Unterschiede der Transistorexemplare, desto geringer die Nullpunktkorrektur, die für diesen Fall durch den Regler R_B erfolgt (Bild 3). Es ist erforderlich, die Nullpunktkorrektur nach a und b wechselweise mehrmals zu wiederholen.

Gesamtschaltung des Geräts

Bild 4 zeigt die Gesamtschaltung des Millivoltmeters. Als Stromversorgung wird eine 4,5-V-Flachbatterie benutzt. Der Gesamtstromverbrauch beträgt weniger als 1 mA, so daß ein Batteriewechsel praktisch erst dann vorgenommen werden muß, wenn die Batterie durch Lagerung erschöpft ist. Beim Mustergerät wurde ein Batteriewechsel erst nach einem Jahr vorgenommen. Eine Bestückung mit Germaniumtransistoren ist möglich, aber nicht zu empfehlen, da der Zeiger fast ständig aus dem Nullpunkt wandert. Eine Verbesserung, aber nicht vollständige Abhilfe, schafft das

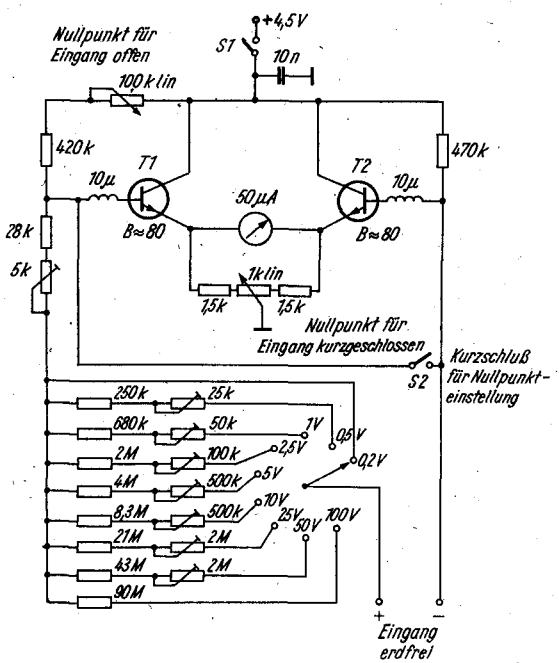


Bild 4 Schaltung des beschriebenen Millivoltmeters

Einbetten der Transistorkappen in einen Metallklotz. Damit wird eine gleichmäßige Temperaturänderung beider Transistoren erreicht. Wer darauf Wert legt, während eines längeren Meßprogramms einen stabilen Nullpunkt ohne Nachregeln vorzufinden, sollte unbedingt Siliziumtransistoren benutzen, da bei ihnen die Restströme weitaus kleiner sind, so daß sich Temperaturänderungen bedeutend weniger auswirken.

Da es sich um einen Gleichstromverstärker handelt, ist jeder Si-Transistortyp geeignet. Bei Verwendung von HF-Transistoren hoher Grenzfrequenz kann es passieren, daß der Verstärker auf Grund seiner langen Zuleitung als Oszillator wirkt. Man erkennt das daran, daß sich der Zeigerausschlag bei Berühren eines Basisanschlusses stark ändert. Abhilfe bringt die Verdrosselung der Basisanschlüsse mit UKW-Störschutzdrosseln. Damit maximale Anzeigeempfindlichkeit erreicht wird, muß die Stromverstärkung der Transistoren möglichst groß, die Empfindlichkeit des Meßwerks möglichst hoch sein. Damit wächst aber der Eingangswiderstand je Volt. Bei $B \approx 80$ und einem 50-µA-Meßwerk ergab sich beim Mustergerät Vollausschlag mit der Meßspannung $U_M < 200$ mV. Um einen glatten Bereichswert zu erhalten, wurde die Empfindlichkeit des Geräts durch Zuschalten eines Serienwiderstands (28 kΩ und 5-kΩ-Regler) in die Basisleitung so weit verringert, bis Vollausschlag bei $U_M = 200$ mV erreicht war.

Das Umschalten der einzelnen Bereiche geschieht mit einem Drehschalter, der die entsprechenden Vorwiderstände einschaltet. Die im Mustergerät angegebenen Werte für die Vorwiderstände gelten nur als Richtwerte. Je nach Transistorstromverstärkung und Meßwerkempfindlichkeit können die Werte abweichen. Den entsprechenden Widerstand ermittelt man am einfachsten experimentell: Eine Gleichspannung in Höhe des Bereichendwerts wird an die Meßklemmen gelegt und der Meßbereichswiderstand so weit verändert (Regler), bis Zeigervollausschlag eintritt. Man beginnt mit dem empfindlichsten Bereich. Eine Meßbereichserweiterung über 100 V hinaus dürfte nur schwer möglich sein, da dann die Widerstände extrem hochohmig werden. Es empfiehlt sich das externe Zuschalten eines Teilers (Vorsteckteiler). Allerdings sinkt dadurch der Eingangswiderstand des Geräts ab.

Messen von HF-Spannungen

Das Messen von HF-Spannungen erfolgt mit einem Gleichrichtertastkopf. Bild 5 zeigt die Schaltung. Es handelt sich um eine Einweg-Spannungsverdopplerschaltung, die unter dem Namen *Kaskade-*, *Villard-* oder *Siemens*-Schaltung bekannt ist.

Ursprünglich war die Verwendung einer Spannungsverdopplung nicht vorgesehen. Dann fehlte jedoch die Gleichrichterdiode D 2 im Längszweig,

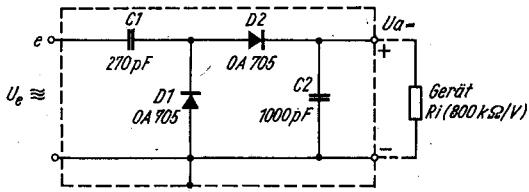


Bild 5 Schaltung des für HF-Messungen erforderlichen Tastkopfs

und damit läge die Ladekapazität C 2 direkt in Reihe mit dem Ladekondensator C 1. Die kapazitive Meßobjektbelastung

$$C = \frac{C1 \cdot C2}{C1 + C2}$$

wäre dadurch sehr groß und würde sich bei Messungen an Schwingkreisen durch erhebliche Verstimmungen bemerkbar machen.

Bei der Kaskadeschaltung geht durch die eingefügte Diode D 2 die Ladekapazität C 2 in weitaus geringerem Maß in die Eingangskapazität C_e des Tastkopfs ein. Auf diese Weise wurde $C_e = 2$ pF bei einer Frequenz von 10 MHz und einer Spannung von $U_{eff} = 1$ V gemessen.

Die Schaltung arbeitet wie folgt: Bei Anliegen einer negativen Halbwelle an C_e wird D 1 leitend, so daß sich C 1 auf den Scheitelwert der Meßspannung auflädt. Bei der positiven Halbwelle leitet D 2, D 1 dagegen ist gesperrt, so daß sich C 1 nicht entladen kann. In diesem Augenblick schalten sich die Spannung der HF-Quelle und die des gleichsinnig aufgeladenen Kondensators C 1 in Reihe, so daß an C 2 die Summenspannung in Form der doppelten Scheitelspannung $2\hat{U}$ steht. Das ist gleichbedeutend mit der Spitze-zu-Spitze-Spannung U_{ss}. Die Ermittlung des Effektivwerts geschieht durch Umrechnung des vom Meßgerät angezeigten Spitze-zu-Spitze-Werts U_{ss} nach folgender Beziehung:

$$U_{eff} = \frac{U_{ss}}{2\sqrt{2}}.$$

Allerdings gilt diese Beziehung nur für sinusförmige Spannungen. Wer es für sinnvoll erachtet, kann neben der Gleichspannungsskale auch die Effektivwertskale anbringen. Zu beachten ist, daß bei HF-Spannungen $U_{eff} < 1{,}2$ V ($\triangleq U_{ss} = 3{,}4$ V) das Gerät nicht mehr exakt den doppelten Spitzenwert anzeigt, da die Nichtlinearitäten der Gleichrichterkennlinie wirksam werden. Das tritt um so stärker in Erscheinung, je kleiner die Meßspannung ist. Bei einer Spannung von $U_{eff} = 0{,}32$ V ($\triangleq U_{ss} = 0{,}9$ V) ist die Anzeige bereits mit einem Fehler von $-23\,\%$ behaftet. Es empfiehlt sich deshalb für kleine Spannungen die Aufnahme einer Eichkurve, aus

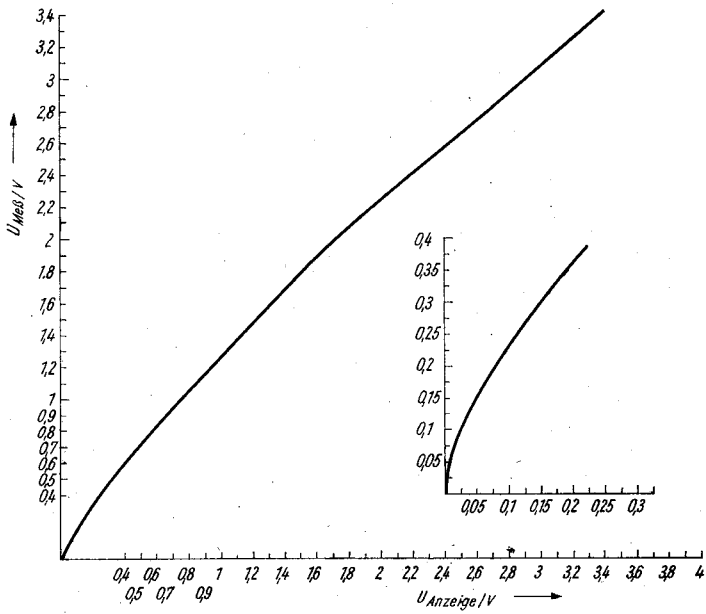


Bild 6 Eichkurve $U_{Meß} = f(U_{Anzeige})$ bei Verwendung des HF-Tastkopfs; Korrektur für Meßspannungen $U_{eff} < 1{,}2$ V ($\triangleq U_{ss} = 3{,}4$ V) notwendig

der der reale Wert abgelesen werden kann. Für den Tastkopf des Mustergeräts zeigt Bild 6 den genauen Verlauf zwischen angezeigter und tatsächlicher Spannung an. Der Bereich $U_{ss} < 0{,}4$ V ist gesondert stark gedehnt dargestellt. Der HF-Tastkopf gestattet Messungen im Frequenzbereich 50 kHz···200 MHz. Bild 7 gibt den Frequenzgang des Tastkopfs wieder. Die Frequenzachse ist logarithmisch geteilt. Darüber wurde das Verhältnis von angezeigter Spannung U zur tatsächlichen Spannung U_{max} aufgetragen. Bei Frequenzen < 30 kHz stellt man eine deutliche Amplitudenabnahme fest. Bei Verwendung dieser Kurve als Korrekturkurve ist es möglich, Spannungen bis ins NF-Gebiet zu messen. Die tatsächliche Spannung ergibt sich zu

$$U_{\text{Meß}} = \frac{1}{N} \cdot U_{\text{Anzeige}};$$

U_{Anzeige} — die vom Gerät angezeigte Spannung, N — auf der Y-Achse aufgetragener Amplitudenfaktor

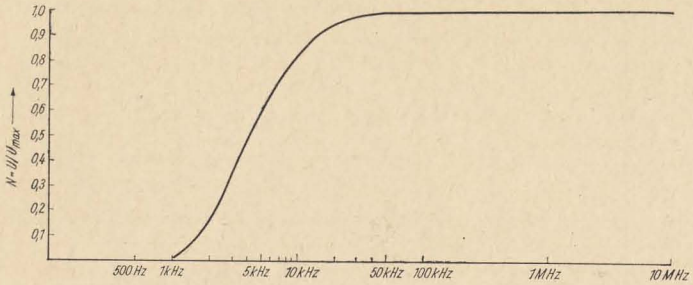


Bild 7 Frequenzgang des HF-Tastkopfs

Aufbaufragen

Der Aufbau des Geräts ist relativ unkritisch, da es sich um einen Gleichstromverstärker handelt. Das Gehäuse besteht aus kupferkaschiertem Material, in Platten zurechtgeschnitten und zu einem Kasten zusammengelötet. Die Abmessungen des Geräts werden von der Größe des Einbaumeßwerks bestimmt. Zu empfehlen ist die Verwendung eines Spann-

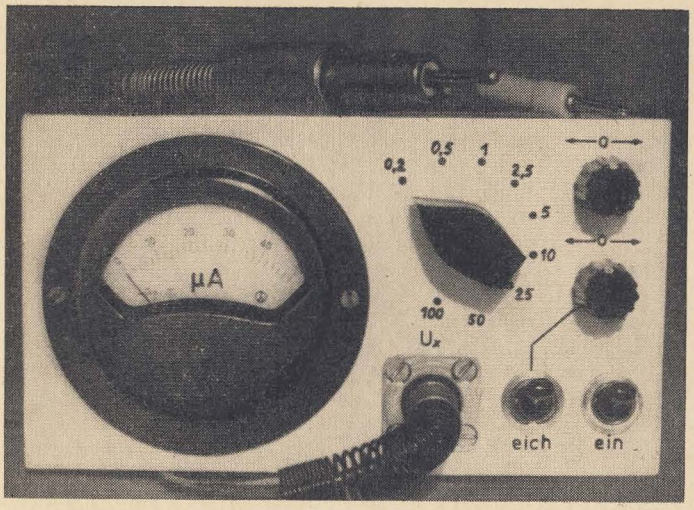


Bild 8 Ansicht des fertiggestellten Millivoltmeters

bandmeßwerks. Im Muster wurde lediglich ein spitzengelagertes Meßwerk verwendet (Durchmesser 60 mm). Als Bereichsumschalter genügt ein Pertinax-Drehschalter. Im Handel erhältliche Keramikschalter sind bedeutend größer. Als Meßspannungseingang wurde eine Koaxialbuchse vorgesehen. Bei Gleichspannungsmessungen steckt man einen mit 2 Meßschnüren verbundenen Koaxialstecker an. Zu HF-Messungen wird ein 2. Koaxialstecker verwendet, den man über ein abgeschirmtes Kabel zum HF-Tastkopf führt. Dieser besteht ebenfalls aus einem Koaxialstecker, in dessen Innern die Gleichrichterschaltung untergebracht wurde. Ein Messingbügel klemmt am Steckerhals und trägt die Masseschnur. Das Gerät hat die Abmessungen 100 mm × 90 mm × 60 mm und ist mit weißem Nitrolack (Lackspray für *Wartburg-Tourist*) gespritzt.

Sämtliche Bauelemente — außer den Bedienelementen an der Frontplatte — wurden in gedruckter Verdrahtung geschaltet. Bild 8 zeigt das fertige Gerät.

Technische Daten

Verwendungszweck	hochohmige Messung von Gleich- und HF-Spannungen
Schaltungsprinzip	Gleichstromdifferenzverstärker, HF-Gleichrichtung (Tastkopf)
Halbleiterbestückung	2 Siliziumtransistoren (beliebige Typen, $B \approx 80$) und 2 Dioden *OA 705*
Stromversorgung	Flachbatterie 4,5 V
Stromaufnahme	1 mA
Eingangswiderstand (Richtwert)	$R_i \approx 800\ k\Omega/V$
kapazitive Belastung durch HF-Tastkopf	2 pF bei $f = 10$ MHz, $U_{eff} = 1$ V
Meßbereiche	200 mV — 500 mV — 1000 mV — 2,5 V — 5 V — 10 V — 25 V — 50 V — 100 V HF-Messung nur bis $U_{eff} = 35$ V möglich (maximale Diodensperrspannung)
Frequenzbereich	50 kHz bis 200 MHz

Literatur

[1] *Schröder, H.:* Elektrische Nachrichtentechnik, Band II, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

[2] Valvo-Informationen Ti 13

Probleme beim Selbstbau von Autosupern

Ing. D. Müller

Der Autosuper kommt zu Unrecht in den Fachzeitschriften zu kurz. Wenn auch die Schaltung des heutigen transistorisierten Autoempfängers dem transportablen Transistorempfänger sehr ähnlich ist, so treten bei ihm doch einige spezielle Probleme auf, die nur für diese Kategorie typisch sind. Der vorliegende Beitrag soll spezielle Fragen des Autoempfängers unter Berücksichtigung der beim Selbstbau gegebenen Möglichkeiten behandeln, kann aber nicht die Breite einer Bauanleitung annehmen. Die allgemeinen Probleme des Transistorsuperhets, wie sie in [1] erörtert wurden, werden dabei als bekannt vorausgesetzt. Den Selbstbau eines Autoempfängers sollte dabei nur der in Erwägung ziehen, der über entsprechende Kenntnisse auf dem Gebiet der Transistorpraxis verfügt.

Prinzipiell kann man natürlich einen guten Transistor-(Koffer-)Empfänger im Kraftfahrzeug betreiben. Hierbei ergeben sich gegenüber dem speziellen Autosuper einige Nachteile, grob umrissen mit Begriffen wie schlechtere Einbaumöglichkeit, geringe Empfindlichkeit (z. T. durch schlechtere Anpassung der Antenne), leistungsschwächere Endstufe und die mit der Kfz.-Anlage nicht übereinstimmende erforderliche Betriebsspannung (z. B. *Stern-Elite* 9 V, *Trabant* 6 V).

Ein Eigenbau ist gegenüber industriell gefertigten Empfängern nicht nur ökonomischer, sondern hat auch den prinzipiellen Vorteil, daß er auf den speziell gewünschten Zweck zugeschnitten wird und man auf alles Überflüssige verzichten kann. Industriegeräte sind im Interesse einer möglichst universellen Verwendbarkeit für unterschiedliche Betriebsspannungen ausgelegt usw., sie werden dadurch kompliziert und verteuert.

Übersicht über die Besonderheiten des Autosupers

Die Besonderheiten beginnen bei der Antenne. Die Antenne liefert unter ungünstigen Bedingungen eine sehr geringe Antennenspannung. Das erfordert eine Antennenkopplungsschaltung, die der Eingangsstufe des Empfängers einen möglichst großen Teil der Antennenenergie zuführt.

Unter günstigen Empfangsbedingungen (Sendernähe) kann die Antennenenergie dagegen recht groß sein. Durch die relativ hohe Fahrgeschwindigkeit der Kraftfahrzeuge ändert sich der Empfangsort und somit auch die Empfangsfeldstärke sehr rasch. Der Autosuper muß daher Eingangssignale verarbeiten, die äußerst schnell zwischen wenigen Mikrovolt und einigen hundert Millivolt wechseln können.

Die Endstufe muß wesentlich leistungsstärker sein als die eines Koffer-empfängers, damit sie die oft nicht unerheblichen Fahrgeräusche mit Sicherheit überdeckt. Üblich sind Ausgangsleistungen zwischen 2,5 W bzw. 3 W *(Konstant, Stern-Transit)* und 6 W.

Es ist weiterhin darauf zu achten, daß keine Störspannungen von der Zündung und anderen Verbrauchern des Bordnetzes über Batteriezuleitungen oder auf dem Wege der Strahlung direkt in den Empfänger eingeschleppt werden. Man sollte auch berücksichtigen, daß die Batteriespannung bei hohen Motordrehzahlen wesentlich über der Nennspannung liegen kann. Schließlich darf nicht vergessen werden, daß der Autoempfänger Erschütterungen ausgesetzt ist und man ihn daher mechanisch besonders stabil aufbauen muß (besonders im Hinblick auf die Abstimmelemente). Der schaltungsmäßig wesentlichste Unterschied zu tragbaren Transistorempfängern liegt in der Antenneneingangsschaltung.

Unterschiede der wichtigsten Antennenarten

Tragbare Transistorempfänger mit (magnetischer) Ferritantenne haben im eigentlichen Sinne keine Antennenkopplungsschaltung; die Antenne (Ferritstab) ist magnetisch mit der darübergewickelten Eingangsschwingkreisspule gekoppelt. Eine Beeinflussung dieses Kreises, die relativ konstant ist und recht genau bestimmt werden kann, erfolgt im wesentlichen nur durch den Eingangswiderstand des 1. Transistors (Bedämpfung). Die Ferritantenne gibt eine genügend hohe HF-Energie ab, um beispielsweise mit einem Transistoreinkreiser den oder die Bezirkssender gut empfangen zu können.

Wesentlich mehr Antennenenergie liefert eine elektrische Antenne (Hoch- oder Behelfsantenne). Sie hat aber eine relativ große Antennenkapazität, die von Art, Höhe und Länge der Antenne abhängt. Bei Ankopplung der Antenne an den Eingangsschwingkreis eines Empfängers wird dieser verstimmt. Die Kapazität C_A der Ersatzschaltung (Bild 1) von 200 pF gilt daher nur für eine gedachte mittlere Antenne. Ein Eineichen des Antenneneinflusses ist nicht möglich. Um ihn möglichst geringzuhalten, muß der Kopplungsgrad bei den vorwiegend mit diesen Antennen betriebenen Heimempfängern kleingehalten werden. Dadurch geht ein beträchtlicher Teil der relativ großen Antennenenergie wieder verloren.

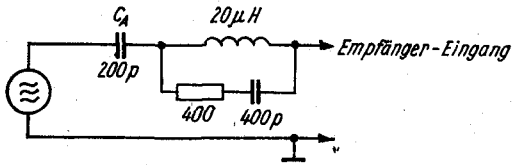


Bild 1 Ersatzschaltbild einer mittleren Hochantenne (bei Mittelwelle interessiert praktisch nur die Antennenkapazität C_A)

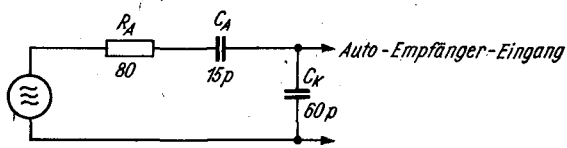


Bild 2 Ersatzschaltbild einer Autoantenne

Eine Zwischenform von Ferrit- und Hochantenne ist die Autoantenne. Ähnlich wie die letztere nutzt sie die elektrische Komponente des Senderfeldes aus, hat damit ein elektrisches Ersatzschaltbild wie diese und beeinflußt somit auch den Eingangskreis. Zum Unterschied zur Hochantenne aber sind ihre Abmessungen (also auch die Antennenkapazität) wesentlich kleiner als bei einer Hochantenne (Bild 2) und nahezu konstant. Ihr Einfluß kann daher beim Abgleich berücksichtigt werden.

Induktivitätsabstimmung — Kapazitätsabstimmung

Wie noch gezeigt wird, ist für den Autosuper die induktive Abstimmung mit einem Mehrfachvariometer am günstigsten (möglichst 3fach). Auf Grund ihrer Vorteile wurde die Induktivitätsabstimmung bei Autoempfängern schon zu Beginn der 50er Jahre eingeführt. Heute dürfte kaum ein industriell produzierter Autoempfänger noch mit Kapazitätsabstimmung ausgerüstet sein.

Den guten technischen Eigenschaften des Variometers stehen die weniger günstigen ökonomischen gegenüber: Es ist teuer, wenn man es kauft, schwer erhältlich, oder es erfordert viel Sachkenntnis, Mühe, Meßmittel und handwerkliches Können, wenn man es selbst herstellen will. Man wird daher für den Selbstbau meist zum Drehkondensator greifen müssen. Die einzige Bauanleitung für einen Autosuper, die der Verfasser in Zeitschriften der letzten Jahre entdecken konnte [2], hat folglich auch eine Drehko-Abstimmung.

Hochinduktive Antennenkopplung

Ähnlich wie beim Heimempfänger kann auch beim Autoempfänger für Mittel- und Langwelle die hochinduktive Antennenkopplung verwendet werden. Bei der hochinduktiven Kopplung liegt die Resonanzfrequenz ω_A des Antennenkreises (Bild 3)

$$\omega_A = \frac{1}{\sqrt{(C_A + C_K) \cdot L_A}}$$

unterhalb des übertragenen Frequenzbereichs.

Die auf diese Weise angekoppelte Antenne bewirkt eine induktive Verstimmung. Auf Grund der kleineren Antennenkapazität der Autoantenne $(C_A + C_K)$ kann die Induktivität L_A der Antennenspule größer werden als bei einer Hochantenne.

Dadurch läßt sich andererseits der Koppelgrad zwischen Antennen- und Kreisspule vergrößern, so daß man mit dieser hochinduktiven Kopp-

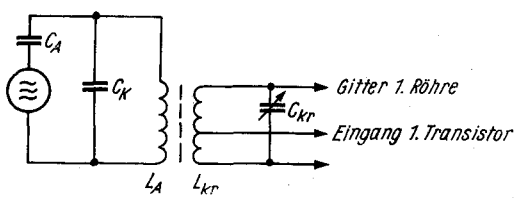


Bild 3 Spannungsersatzschaltbild einer (hoch)induktiven Eingangsschaltung mit angeschlossener Antenne. Da der Strahlungswiderstand der Autoantenne (R_A in Bild 2) klein gegenüber dem kapazitiven Widerstand von C_A ist, kann er vernachlässigt werden; C_A und C_K sind parallelzuschalten

lung aus der Autoantenne mehr Energie gewinnt, als mit der entsprechenden Heimempfängerschaltung möglich wäre. Bei der hochinduktiven Kopplung werden die hohen Frequenzen infolge des mit der Frequenz steigenden induktiven Widerstands der Antennenspule gegenüber dem niederfrequenten Ende des Empfangsbereichs abgeschwächt. Diesem Nachteil steht der Vorteil gegenüber, daß die Spiegelfrequenzen, die stets über dem übertragenen Frequenzbereich liegen, noch stärker geschwächt und somit Pfeifstellen unterdrückt werden.

Für den Autoempfänger bringt das den Vorteil, daß der Ausgangskreis der fast durchweg vorhandenen Vorstufe nicht unbedingt abgestimmt zu werden braucht, also aperiodisch sein kann. In der Praxis bedeutet das:

Man kommt bei kapazitiver Abstimmung mit einem handelsüblichen Zweigang-Drehko aus. Von der Industrie wurde diese Schaltung bei einigen älteren Autoempfängern benutzt, ebenso in den Autoantenneneingängen neuerer tragbarer Transistorempfänger.

Setzt man für die Resonanzfrequenz des Antennenkreises bei Mittelwelle etwa 300 kHz, für Antennen- und Kabelkapazität $C_A + C_K = 90\,\text{pF}$ ein, so ergibt sich die Antennenspuleninduktivität L_A mit

$$L_A = \frac{1}{\omega_A^2 (C_A + C_K)},$$

$$L_A = 2\,\frac{1}{(2\pi\,300 \cdot 10^6)^2 \cdot 90 \cdot 10^{-12}},$$

$$L_A \approx 3\,\text{mH}.$$

Die Resonanzfrequenz des Antennenkreises liegt im Langwellenbereich, was zum Durchschlagen eines Langwellensenders führen kann. Abhilfe schafft entweder eine geringe Verstimmung des Antennenkreises oder Verlagerung der Resonanzfrequenz in die Gegend von 500 kHz. In diesem Fall würde $L_A \approx 1{,}1\,\text{mH}$.

Hochinduktive Antennenkopplung mit Verlängerungsspule

Eine spezielle Ausführung der hochinduktiven Antennenkopplung ist die Ausführung mit Verlängerungsspule (Bild 4). Sie eignet sich für den Eigenbau besonders gut, da man Kopplung und Antennenkreisinduktivität nahezu unabhängig voneinander verändern kann. An einem Abgriff der Schwingkreisspule wird eine hochinduktive Verlängerungsspule L_V angeschlossen. Die Lage dieses Abgriffs bestimmt den Kopplungsgrad annähernd aus dem Verhältnis der Windungen, die Induktivität der Spule L_V dagegen im wesentlichen die Antennenkreisinduktivität. Beim Selbstbau versieht man die Kreisspule mit einigen Anzapfungen zwischen 15 und 35 % der Gesamtwindungszahl. Die Induktivität der Verlängerungsspule L_V (bei Mittelwelle etwa 1,2 bis 3 mH) kann durch einen Eisenkern verändert werden.

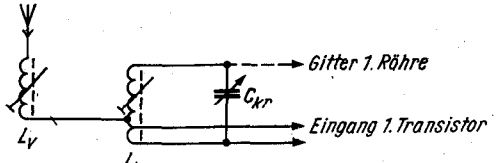


Bild 4 Schaltung der hochinduktiven Antennenkopplung mit angezapfter Eingangskreisspule und Verlängerungsspule L_V

Räumlich läßt sich die Verlängerungsspule L_V getrennt von der Kreisspule anordnen. In älteren Industrieempfängern (mit Röhren) war diese Schaltung nicht selten zu finden, z. B. in [4].

Niederinduktive Antennenkopplung mit zusätzlicher kapazitiver Stromkopplung

Die niederinduktive Antennenkopplung entspricht dem Prinzipschaltbild der hochinduktiven Kopplung (Bild 3). Abweichend davon liegt die Resonanzfrequenz des Antennenkreises oberhalb des Empfangsbereichs. Die Induktivität der Antennenspule ist daher wesentlich kleiner als bei hochinduktiver Abstimmung. Die oberhalb des Empfangsbereichs liegenden Frequenzen werden bevorzugt, damit aber auch die Spiegelfrequenzen. Um diese abzusenken und die benachteiligten tieferen Frequenzen anzuheben, wird eine zusätzliche kapazitive Stromkopplung über einen Serienkondensator C_S von 2 bis 5 nF (Bild 5) eingefügt. Bei hohen Frequenzen, also auch bei Spiegelfrequenzen, wird der kapazitive Widerstand und damit die Kopplung der Antennenenergie in den Schwingkreis geringer.

Die Spiegelfrequenzselektion der Schaltung erreicht bei sorgfältiger Dimensionierung ausreichende Größen. Ein Röhrenempfänger [6] war mit dieser Schaltung bestückt und wurde trotz einfachen Aufbaus (aperiodische Vorstufe) wegen seiner hohen Leistung gelobt. Da man die Schwingkreisspule wegen der Anpassung des Eingangstransistors nicht anzapfen kann, ist eine zusätzliche Wicklung erforderlich. Es wäre möglich, den Transistor an den Serienkondensator C_S anzuschließen (Bild 5). Dann würden die Spiegelfrequenzen durch den Kondensator stark geschwächt. Dem steht der Nachteil gegenüber, daß die Spannungen über C_S nach hohen Frequenzen hin stark abnehmen, genau umgekehrt wie bei der kapazitiven Spannungskopplung. Für den Selbstbau eines transistorisierten Autosupers dürfte die Schaltung aus den genannten Gründen wenig geeignet sein.

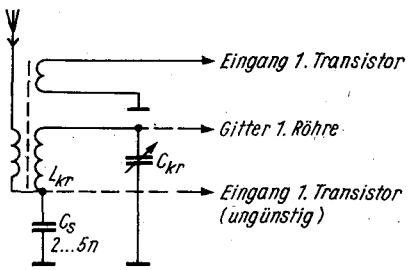


Bild 5 Schaltung der niederinduktiven Antennenkopplung mit zusätzlicher kapazitiver Serienkopplung über C_S

Kapazitive Antennenkopplung

Bild 6 zeigt die bei Autoempfängern übliche Variante dieser Antennenkoppelschaltung. Die Antenne wird über den Trimmer C_{Kop} an den Eingangskreis gekoppelt. Die Antennen- und Kabelkapazität C_A und C_K gehen dabei voll in die Schwingkreisdaten ein. Die Kopplung erfolgt strenggenommen über die Kabelkapazität C_K und eventuell über dazu parallelgeschaltete Abgleichtrimmer.

Es handelt sich also um eine abgewandelte Form der kapazitiven Fußpunktschaltung, bei der die Antennenspannung durch den kapazitiven Spannungsteiler $\frac{C_A}{C_K}$ geteilt wird (etwa 1:4).

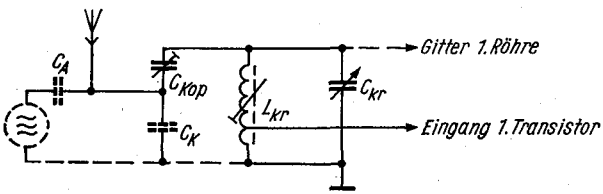


Bild 6 Schaltung der kapazitiven Antennenkopplung (Fußpunktkopplung über die Kabelkapazität C_K)

Durch das Aufschaukeln im Schwingkreis erhöht sich die Spannung über der Kreisinduktivität, die bei einem Röhrenempfänger am Steuergitter der Eingangsröhre zur Verfügung steht, und wird größer als die Antennenspannung. Diese Kopplungsschaltung ist einfach und wurde auch beim Empfänger nach [2] benutzt (Bild 9). Ein Nachteil dieser Schaltung besteht darin, daß die parallelgeschalteten Kapazitäten der Koppelschaltung den Abstimmbereich des Drehkos einschränken. Außerdem werden die hohen Frequenzen und damit auch die Spiegelfrequenzen bevorzugt. Letztere gelangen über C_{Kop} direkt an das „heiße" Ende des Eingangskreises, bei Röhrenempfängern also direkt an das Gitter der 1. Röhre. Beim Transistorempfänger besteht die direkte kapazitive Verbindung zwischen Antenne und Eingang des Verstärkerelements (Röhre—Transistor) nicht, so daß sich günstigere Spiegelfrequenzselektionswerte ergeben.

Antennenkopplungsschaltungen bei induktiver Abstimmung

Übliche kapazitive Ankopplung

Auf Grund der bei induktiver Abstimmung benutzten Verschiebung des Eisenkerns in der Kreisspule wäre der Kopplungsgrad bei induktiver

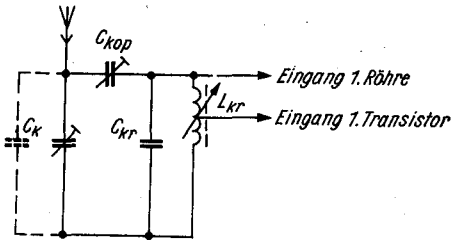


Bild 7 Schaltung der kapazitiven Fußpunkt-Antennenkopplung bei induktiver Abstimmung

Kopplung noch stärker frequenzabhängig als der bei unterschiedlichen Kopplungsarten für Drehkoabstimmung. Deshalb ist bei induktiver Abstimmung nur die kapazitive Kopplung gebräuchlich.

Denkt man sich in Bild 6 den Pfeil, der die Einstellbarkeit demonstriert, vom Drehkondensator weg auf die Induktivität übertragen, so erhält man eine Eingangsschaltung nach Bild 7. Da bei der induktiven Abstimmung eine geringe Minimalkapazität (herausgedrehter Drehko bei Kapazitätsabstimmung) nicht gefordert wird, kann der Koppelkondensator C_{Kop} relativ groß sein, was eine bessere Ausnutzung der Antennenenergie ermöglicht. Durch einen Trimmer parallel zur Kabelkapazität kann die voll in den Schwingkreis einbezogene Antenne einmalig abgestimmt werden.

Im Gegensatz zur kapazitiven Abstimmung erhält man bei induktiver Abstimmung prinzipiell über den ganzen Bereich einen annähernd gleich großen Eingangswert (Spannung am Schwingkreis), was als wichtigster Vorteil der induktiven Abstimmung angesehen werden kann. Ähnlich wie bei Schaltung nach Bild 6, wenn auch durch das feste Verhältnis von C_{Kr}/C_{Kop} in verringertem Maß, gelangen die Spiegelfrequenzen an das „heiße" Ende des Kreises. Die Spiegelfrequenzselektion dieser Schaltung ist daher nicht allzu gut.

π-Schaltung

Eine in Röhrenempfängern verbreitete Schaltung zeigt Bild 8. Der Schwingkreis wurde als π-Filter ausgeführt. Die Kreiskapazität ist aufgeteilt auf C 1 und C 2, die bei Röhrengeräten etwa gleich groß (100 bis 200 pF) sind. Auf Grund der Tiefpaßschaltung ergibt sich eine sehr gute Spiegelfrequenzselektion. Die Antennenkapazität wird durch einen Trimmer parallel zu C 1 ausgeglichen.

Bei Transistorgeräten kann man durch geeignete Wahl der Kondensatoren C 1 und C 2 prinzipiell auch eine Anpassung des Eingangswider-

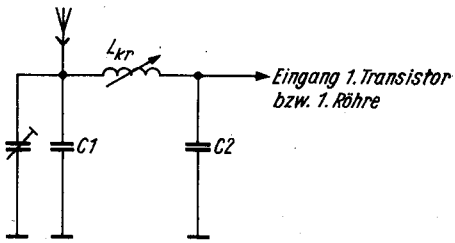


Bild 8 Eingangsschaltung bei induktiver Kopplung

stands von T 1 vornehmen. In diesem Fall müßte C 2 sehr groß gegenüber C 1 sein (C 2 — 1 bis 2 pF). Dies würde andererseits einen sehr kleinen Kondensator C 1 bedingen, dessen Kapazität unter Umständen kleiner sein müßte, als Antennen- und Kabelkapazität sind. Folglich müßte noch ein Serienkondensator vorgeschaltet werden, der aber die Signalspannung verringern und somit das Signal/Rausch-Verhältnis verschlechtern würde.

Bei der ersten Ausführung des Autosupers *Berlin* wurde diese Kopplungsschaltung der Antenne gewählt, und zwar in Form eines 2kreisigen π-Filters [7]. Bei später erschienenen Geräten des gleichen Typs verschwand diese Schaltung zugunsten der Kopplungsart, die auch im *Konstant* (Bild 10) zu finden ist [8].

Vor-, Misch- und Oszillatorstufe

Eine Vorstufe im Superhetempfänger bringt verschiedene Vorteile mit sich. Da der Verstärkungsgrad der Vorstufe stets geregelt wird, erhält die Mischstufe annähernd gleich große Eingangssignale sowohl bei stark als auch bei schwach einfallenden Sendern. Dadurch werden Übersteuerungen der Mischstufe und damit auch Kreuzmodulationen bei starken Sendern vermieden. Während in diesem Fall das Eingangssignal durch die Vorstufe abgeschwächt wird, bringt sie bei schwach einfallenden Sendern erhebliche Verstärkung und erhöhte Empfindlichkeit.

Die Frage, ob der Kollektorkreis des Vorstufentransistors abgestimmt sein muß (wie ihn Schaltung Bild 9 zeigt) oder aperiodisch, d.h. nur mit einem Widerstand bestückt, richtet sich hauptsächlich nach der in den vorhergehenden Abschnitten behandelten Spiegelfrequenzselektivität der Antennenkopplungsschaltung. Neuere Industriegeräte weisen fast immer einen abgestimmten Zwischenkreis auf.

Bei Induktivitätsabstimmung bietet sich ein 3-Kreis-Variometer geradezu an. Es ist nicht wesentlich größer als eines mit 2 Spulen, ergibt

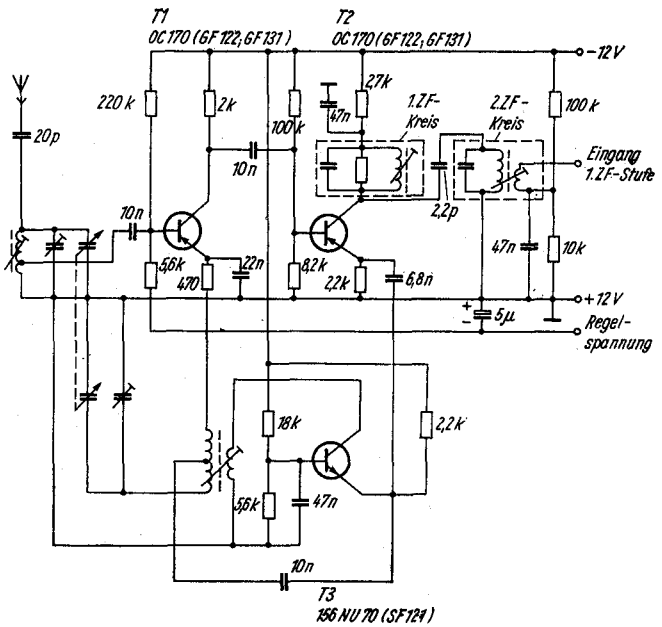


Bild 9 Vereinfachtes Schaltbild der Eingangs-, Misch- und Oszillatorstufe eines Autoempfängers mit Drehkoabstimmung nach [2]

andererseits aber eine erheblich bessere Vorselektion. Zur Kopplung des Vorstufen- und Mischtransistors wird meistens eine π-Schaltung ähnlich Bild 7 benutzt. Bild 10 zeigt die Kopplung der Vor- und Mischstufe durch einen π-Kreis (HF-Teil des Autosupers *Konstant*). Die Anpassung an den Ausgangswiderstand von T 1 und an den Eingangwiderstand von T 2 erfolgt durch die relativ großen Kondensatoren *C 6* und *C 13*, während die Resonanzfrequenz des Zwischenkreises hauptsächlich durch *L 5* und die Parallelschaltung von *C 7* und *C 9* bestimmt wird. Die gute Spiegelfrequenzunterdrückung läßt sich auch aus der Schaltung ablesen. Während die Frequenz, auf die der Kreis abgestimmt ist, nahezu ungehindert zur Basis von T 2 gelangt (Serienresonanz), bildet *L 5* mit *C 13* für die höheren Frequenzen, und damit auch für die Spiegelfrequenzen, ein wirksames LC-Siebglied, was ihre Amplitude um Größenordnungen dämpft. Frequenzen unterhalb der Resonanzfrequenz werden durch *C 7* und *C 9* abgeschwächt, wenn auch in geringerem Maße, so daß stark einfallende,

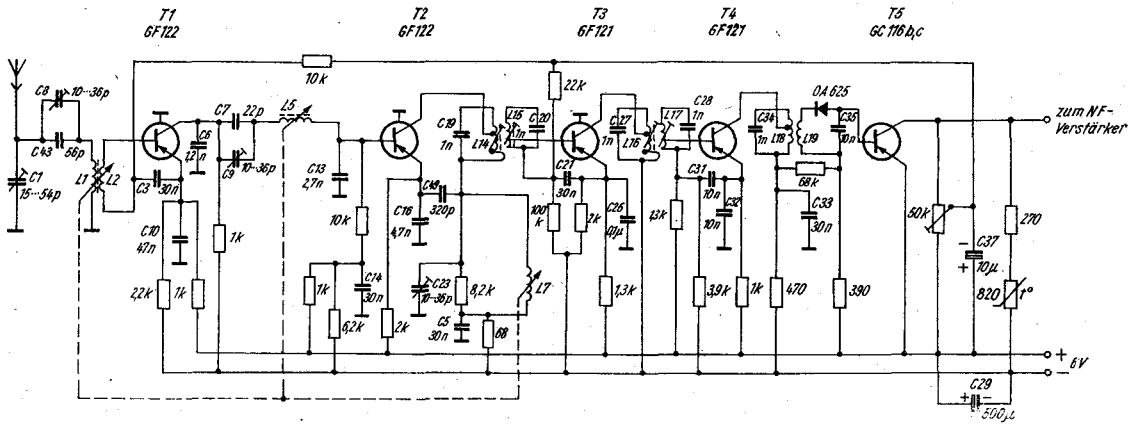


Bild 10 Vereinfacht dargestellte Schaltung des HF-ZF-Teiles des Autoempfängers Konstant (eingezeichneter Bereich: Mittelwelle)

relativ langwellige Sender durchschlagen können, wenn die Selektion im Vorkreis (*L 1/C 1* usw.) nicht ausreicht.

Die Schaltung nach Bild 10 zeigt etwa die derzeitige Standardschaltung für den AM-Teil eines Autosupers. Sie ist in allen modernen Empfängern der DDR-Produktion, wie *A 100-4*, *A 110*, *Konstant* und *Transit*, zu finden, ebenso in einer Vielzahl Typen [9], [10], [11], [12], [13].

Ein weiterer Vorteil der Induktivitätsabstimmung macht sich im Oszillatorteil bemerkbar. Wegen der unveränderbaren Kapazität des Oszillatorkreises ist eine kapazitive Rückkopplung auf den Emitter des Mischtransistors möglich. Anzapfungen oder Koppelwicklungen auf der Oszillatorspule können dadurch entfallen.

Zum Selbstbau eignet sich diese optimale Schaltung jedoch nur dann, wenn man ein geeignetes 3fach-Variometer beschaffen kann, oder wenn man ein so großer Könner ist, daß eine Selbstanfertigung gelingt. Die industriell gefertigten 3fach-Variometer der Serien *Berlin — Konstant — Transit* haben einen sehr vorteilhaften stabilen Schneckenfeintrieb, auf den man nur noch den Drehknopf aufzustecken und das Skalenseil aufzuziehen braucht, und die Probleme des Antriebs sind gelöst. Wer sich kein 3fach-Variometer beschaffen kann, aber trotzdem auf die guten Eigenschaften der induktiven Abstimmung in Antennenkopplungsschaltungen nicht verzichten will, sollte sich als Kompromiß ein 2fach-Variometer selbst herstellen bzw. ein vorhandenes (z. B. aus einem Röhrengerät) umbauen. [14] enthält eine ausführliche Anleitung für den Selbstbau. Das 2fach-Variometer ist einfacher und bringt keine so großen Gleichlaufprobleme wie ein 3kreisiges Variometer. Die vereinfachte Schaltung vom HF-Teil des Geräts nach [14] zeigt Bild 11. Die Antennenkopplungsschaltung entspricht Bild 7. Hinreichende Spiegelfrequenzsicherheit dieser Schaltung ermöglicht aperiodische Kopplung von Vor- und Mischstufe. Dadurch ergibt sich in der selbstschwingenden Mischstufe eine Schwierigkeit. Vorbedingung für die einwandfreie Oszillatorfunktion der selbstschwingenden Mischstufe ist die wechselstrommäßige Erdung der Basis für die Oszillatorfrequenz. In den üblichen Schaltungen mit π-Filterkopplung zwischen T 1 und T 2 (Bild 10) geschieht das durch den Kondensator *C 13*. Bei einer aperiodisch gekoppelten Vorstufe befindet sich zwischen Basis und Massepotential die Parallelschaltung einiger Widerstände in der Größenordnung von 1 kΩ. Um trotzdem eine oszillatorfrequenzmäßige Erdung der Basis zu erreichen, wird die auch in [1] beschriebene Oszillatorbrücke verwendet. Von einer Teilwicklung des in dieser Schaltung erforderlichen Oszillatorübertragers wird der Basis über ein *RC*-Glied eine phasengedrehte Teilspannung zugeführt, wodurch sich bei richtiger Einstellung an der Basis für die Oszillatorfrequenz Massepotential einstellt. Die Wicklung *L 4* des Oszillatorübertragers muß eine wesentlich größere Induktivität besitzen als die Oszillatorvariometerspule *L 2*. *L 5* dagegen besitzt nur wenige Windungen.

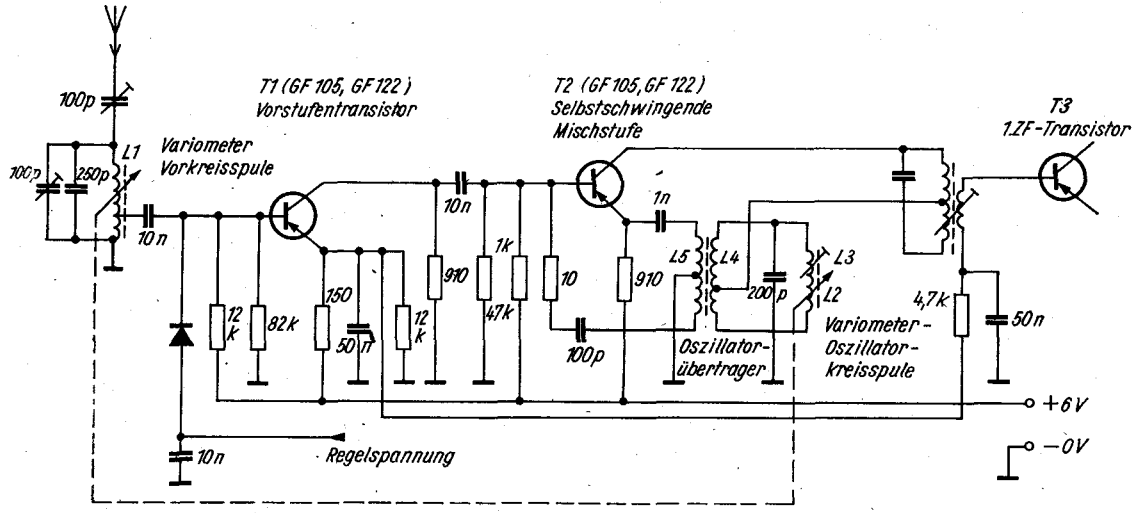


Bild 11
Vereinfachtes Schaltbild des Eingangs-, Misch- und Oszillatorteils eines Autoempfängers mit 2fach-Variometerabstimmung nach [14]

Eine andere Möglichkeit, dieses Problem zu lösen, ist die Verwendung eines besonderen Oszillatortransistors wie in Schaltung nach Bild 9. Diese Schaltung weist weitere für den Selbstbau günstige Details auf. Die Abstimmung erfolgt mit handelsüblichem Drehkondensator. Die kapazitive Antennenkopplung entspricht Bild 6. Die Ausnutzung der Antennenenergie wird damit allerdings etwas geringer als bei den Schaltungen mit induktiver Abstimmung (z. B. Bild 11).

Ausreichend große Spiegelfrequenzselektion der Schaltung erlaubt die aperiodische Kopplung von Vor- und Mischstufe. Schaltung Bild 9 zeigt etwa den minimalen Aufwand, den man im Hochfrequenzteil betreiben muß, um einen leistungsfähigen AM-Autosuper aufbauen zu können.

Kaum eine Empfindlichkeitssteigerung, wohl aber eine leichte Verbesserung der Spiegelfrequenzsicherheit könnte der Schaltung von Bild 9 eine hochinduktive Antennenkopplung bringen (Bild 3 oder 4).

Mit Tabelle 1 wurde der Versuch unternommen, die gebräuchlichsten, für den Selbstbau in Frage kommenden Autoempfängervarianten zusammenzustellen und ihre wichtigsten Daten, wie Empfindlichkeit und Spiegelfrequenzsicherheit, mit Qualitätsnoten zu versehen. Sie kann nur einen groben Überblick darüber geben, was man mit den einzelnen Empfängervarianten im Durchschnitt erreicht, wobei es selbstverständlich möglich ist, daß im Einzelfall bessere Ergebnisse, als angegeben, erzielt werden.

Für ein Spitzengerät ist nun einmal eine 3fach-Induktiv-Abstimmung erforderlich, während man bei mäßigen Forderungen auch mit der Drehkoabstimmung auskommt. Den Vorteil des erschütterungssicheren Aufbaus industriell gefertigter Variometer kann man allerdings mit einem Drehko kaum erreichen.

Tabelle 1

Art der Abstimmung	Antennenkopplung	Ausgangskreis der Vorstufe	Empfindlichkeit	Spiegelfrequenzsicherheit
Kapazitiv, mit 2fach-Drehko	kapazitiv	aperiodisch	ausreichend	ausreichend
	hochinduktiv	aperiodisch	ausreichend	befriedigend
Induktiv, mit 2fach-Variometer	kapazitiv	aperiodisch	befriedigend	befriedigend
Induktiv, mit 3fach-Variometer	kapazitiv	abgestimmt, mit π-Filter	gut	gut

ZF-Verstärker und Regelung

In den ZF-Verstärkern unterscheiden sich die Autoempfänger kaum von guten tragbaren Transistorempfängern, es sei denn, durch erschütterungssichereren Aufbau. Der Autoempfänger muß Signale von sehr unterschiedlicher Größe verarbeiten, das erfordert eine wirksame Regelung des Verstärkungsgrads, in die die Vorstufe mit einbezogen ist. Zur Verbesserung der Regeleigenschaften sind Gleichspannungsverstärkerstufen üblich, die die in der Demodulatordiode erhaltene Spannung verstärken (Bild 10). In Schaltung nach Bild 11 übernimmt die Vorstufe die Impedanzwandlung für die Regelspannungsquelle, damit der Arbeitspunkt der 1. ZF-Stufe wirkungsvoller verändert werden kann.

NF-Verstärker

Meist sind Autoempfänger mit Gegentakt-B-Endstufen versehen, über die schon genügend geschrieben wurde. Muß man bei Transistorkoffergeräten bemüht sein, auch bei abgefallener Batteriespannung noch eine ausreichende, unverzerrte Sprechleistung zu erzielen, so kommt es beim Autosuper darauf an, daß er die bei hochdrehendem Motor auftretende Überspannung (bis zu 25%) ohne Schaden hinnehmen kann. Bei Endstufen industriell gefertigter Autoempfänger ist die Primärwicklung der Ausgangsübertrager unterteilt. Bei 6 V Betriebsspannung werden beide Hälften der Wicklung parallel-, bei 12 V hintereinandergeschaltet. Dadurch erreicht man optimale Anpassung des Lautsprechers bei den unterschiedlichen Betriebsspannungen. Ein Eigenbaugerät wird man allgemein nur für eine Betriebsspannung auslegen und dadurch eine Vielzahl von Schaltkontakten einsparen.

Bei tragbaren Transistorempfängern wählt man die Gegentakt-B-Schaltung hauptsächlich wegen ihrer relativ geringen Belastung der Batterie. Beim Autoempfänger dagegen läßt sich eine zusätzliche Belastung der Fahrzeugbatterie mit 1 bis 1,5 A durchaus vertreten. Es ist deshalb möglich, auch A-Endstufen einzusetzen. Dem Nachteil des geringeren Wirkungsgrads des A-Verstärkers zum B-Verstärker steht der Vorteil gegenüber, daß bei Übersteuerungen des A-Verstärkers überwiegend geradzahlige, beim B-Verstärker dagegen ungeradzahlige Harmonische auftreten. Da jedoch vom Ohr ungeradzahlige Harmonische in viel stärkerem Maß als unangenehm empfunden werden als geradzahlige, kann man bei einer A-Endstufe größere Übersteuerungen in Kauf nehmen als bei einer Gegentakt-B-Endstufe. Bild 12 zeigt eine A-Endstufe in Anlehnung an [10] für eine Betriebsspannung von 6 V. Bei einer Verlustleistung des *GD 240* von etwa 6 W gibt diese Stufe ungefähr 2,5 W Sprechleistung ab (annähernd soviel wie die Gegentakt-B-Endstufe des *Konstant*). Bei

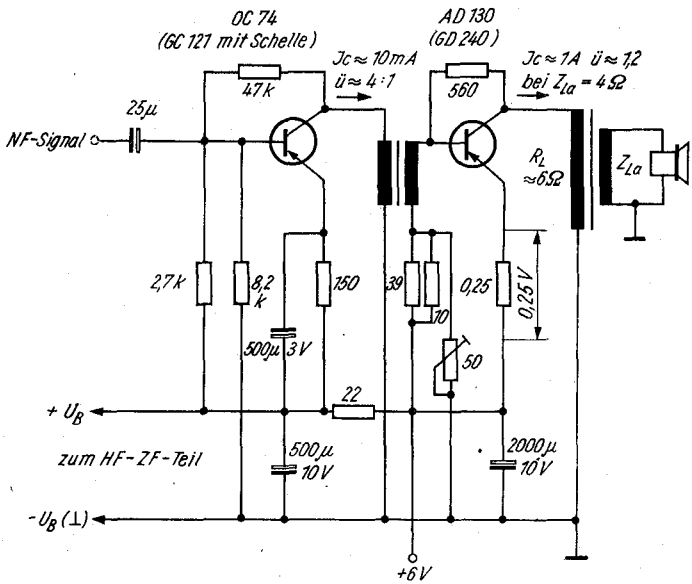


Bild 12 Eintakt-A-Endstufe für 6-V-Autobatteriebetrieb ähnlich [9]

steigender Batteriespannung kann die Verlustleistung bis auf 7 W steigen. Der *GD 240* benötigt hierfür ein Kühlblech von 200 mm × 200 mm, dessen Größe als einziger echter Nachteil betrachtet werden muß.

Der Kollektorruhestrom von 1 A wird durch einen 50-Ω-Drahtdrehwiderstand (Entbrummer) eingestellt. Für den optimalen Anpassungswiderstand R_L ergibt sich dann:

$$R_L = \frac{U_C}{I_C} = \frac{6\ \text{V}}{1\ \text{A}} = 6\ \Omega.$$

Bei einem Lautsprecher mit einer Impedanz von 6 Ω benötigt man keinen Ausgangsübertrager, sondern nur eine Drossel.

Der NF-Teil des Autoempfängers bietet ein weites Betätigungsfeld zum Basteln und Probieren. Es steht mit der Fahrzeugbatterie eine nahezu ideale Stromquelle zur Verfügung. Während man im HF-Teil durch die Gegebenheiten gezwungen wird, bestimmte Standardschaltungen zu verwenden, kann man im NF-Teil fast jede beliebige Endstufe, die 2 W oder mehr abgibt, mit und ohne Übertrager, im A-, B- oder AB-Betrieb benutzen.

Literatur

[1] *Müller, D.:* Kompendium des Transistorsuperempfängers, Elektronisches Jahrbuch für den Funkamateur 1967, DMV, Berlin, Seite 123—140

[2] *Majarnik, R.,* Prijimac do Auto; Amaterske Radio (ČSSR), Heft 1/1969, Seite 7—10

[3] *Pitsch:* Lehrbuch der Funkempfangstechnik I, 3. Auflage, Akademische Verlagsgesellschaft Geest und Portig KG, Leipzig 1959, Seite 278—308

[4] *Limann, O.:* Antennenkopplungsschaltungen beim Autosuper, Funkschau 24 (1952), Heft 7, Seite 127—128

[5] —: Autosuper 640 A, Funktechnik 5 (1950), Heft 7, Seite 217—218

[6] —: Grundig — Autosuper, Funktechnik 6 (1951), Heft 3, Seite 64, Heft 4, Seite 90, Heft 9, Seite 230

[7] *Pohl, E.:* Transistor-Autosuper „A100 Berlin", radio und fernsehen 11 (1962), Heft 6, Seite 168—172

[8] —: „Autosuper A 100-4", Stern-Radio-Information 27/1963

[9] *Diefenbach, W. W.:* Autoempfänger 1961/1962, Funktechnik 16 (1961), Heft 18, Seite 654—657

[10] *Künne, E.:* Probleme und ihre Lösung bei Auto- und Kofferempfängern, Funktechnik 17 (1962), Heft 12, Seite 415—417

[11] *Diefenbach, W. W.:* Zur Schaltungstechnik neuer Autoempfänger, Funktechnik 17 (1962), Heft 13, Seite 446—447

[12] —: Die neuen Autoempfänger von Philips, Funktechnik 18 (1963), Heft 7, Seite 211—212

[13] *Schippers, J.:* Neue Autosuper mit Mikro-Technik und kleinen Abmessungen, Funktechnik 21 (1966), Heft 18, Seite 642—644

[14] *Engel, B. u. H.:* Ein Transistorsuper für Auto und Heim, radio und fernsehen, 11 (1962), Heft 13, Seite 413—416, Heft 14, Seite 436—438, Heft 15, Seite 476—477

[15] —: Autosuper A 120, radio, fernsehen, elektronik 18 (1969), Heft 7, Seite 210

J. Elsner

Universell verwendbare elektronische Stoppuhr

Für den Physik- und den Sportunterricht wurde das nachfolgend beschriebene Gerät als Zeit- und Geschwindigkeitsmesser entwickelt. Der Tendenz in der Elektronik angepaßt, ist es volltransistorisiert. Da hierbei keine mechanischen Bauelemente verwendet wurden, arbeitet dieses Gerät fast völlig trägheitslos. Daraus ergibt sich eine relativ hohe Genauigkeit. Als Zeitanzeige muß jedoch ein elektronisches Zählgerät verwendet werden, da ein mechanisches Zählwerk für die gewählte Frequenz zu träg ist.

Bei der Konstruktion wurde auf vielseitige Verwendbarkeit Wert gelegt. Das Gerät ist in 4 Baugruppen unterteilt, die auf je einer Leiterplatte untergebracht sind. Die Leiterplatten sind steckbar auf der Grundplatte angeordnet und können unabhängig voneinander als Demonstrationsmodell und auch in anderer Reihenfolge kombiniert verwendet werden.

Da die Impulsfrequenz des Taktgebers für 100 Hz ausgelegt ist, kann die Entfernung zwischen den beiden Lichtschranken beliebig klein gewählt werden. So läßt sich auch die Momentangeschwindigkeit wie folgt bestimmen:

$$v = \lim_{\Delta t \to 0} \frac{\Delta s}{\Delta t} = \lim_{t_1 \to t_2} \frac{s_2 - s_1}{t_2 - t_1}.$$

Schaltungsbeschreibung

Der Grundbaustein des Geräts ist der Impulsverstärker mit dem lichtempfindlichen Bauelement (in doppelter Ausführung vorhanden). Als Lichtempfänger fand ein Fotowiderstand *CdS 8 B* Verwendung. Für extrem kurze Lichtimpulse muß jedoch eine Fotodiode oder ein Fototransistor benutzt werden, da der Fotowiderstand auf Grund seiner geringen Grenzfrequenz nicht mehr sicher anspricht.

Dem Lichtempfänger folgt ein 2stufiger Impulsverstärker. Der Fotowiderstand bildet einen Teil des Basisspannungsteilers von T 1. Im

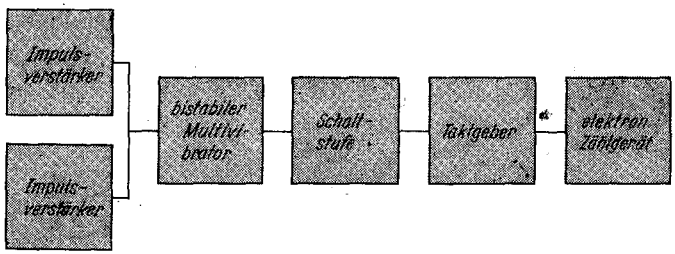


Bild 1 Prinzipschaltung der beschriebenen elektronischen Stoppuhr

Dunkelzustand ist der Fotowiderstand relativ hochohmig. Die dadurch bedingte kleine Basisspannung sperrt T 1 fast völlig. Am Kollektor von T 1 steht fast die ganze Betriebsspannung. Wird der Fotowiderstand belichtet, so sinkt sein Widerstand. Dadurch fällt auch das Potential zwischen Kollektor und Emitter von T 1. Infolge der kapazitiven Kopplung der folgenden Stufe reagiert die 2. Stufe nur bei steilflankigen Impulsen, wie sie bei plötzlichem Ein- und Abschalten des Lichtes auftreten. Der Koppelkondensator bildet mit dem Eingangswiderstand der folgenden Stufe ein Differenzierglied. Die dadurch entstehenden schmalen Impulse bewirken eine saubere Ansteuerung des bistabilen Multivibrators. Die Daten der Transistoren sind unkritisch. Es wurden Transistoren mit

$$P_{\text{camx}} = 50\ \text{mW} \quad \text{und} \quad \beta \geqq 20$$

verwendet.

An diese Stufe ist der Fotowiderstand anzuschließen und die Betriebsspannung anzulegen. Regler R 1 und R 4 sind auf den größten Wider-

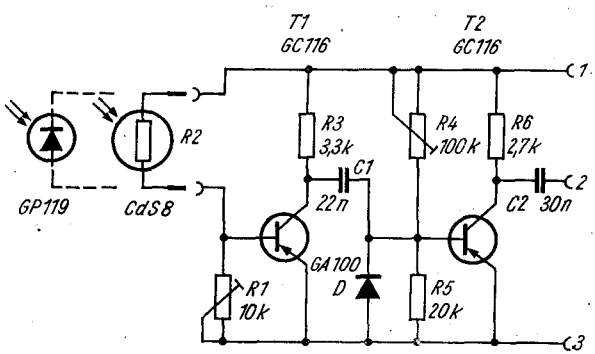


Bild 2 Schaltung der verwendeten Impulsverstärker

standswert eingestellt. An den Kollektor von T 1 wird ein Voltmeter angelegt (ACHTUNG: Spannungsmessung in Transistorgeräten möglichst mit Röhrenvoltmeter!). Am Kollektor soll mindestens $0{,}8 \cdot U_b$ anliegen. Man leuchtet den Fotowiderstand mit einer Taschenlampe an. Mit R 1 ist die größtmögliche Spannungsänderung einzustellen. Anschließend wird das Röhrenvoltmeter an den Ausgang der Baugruppe gelegt und mit R 4 die größte Stufenverstärkung von T 2 eingestellt. Da R 4 nicht mit einem Schutzwiderstand kombiniert wurde, ist es nicht möglich, seinen Regelumfang voll auszunutzen! Der Transistor darf sich nicht merklich erwärmen.

Der bistabile Multivibrator bildet in der Gesamtschaltung den elektronischen Schalter. Ausführliche Beschreibung und Dimensionierungs-

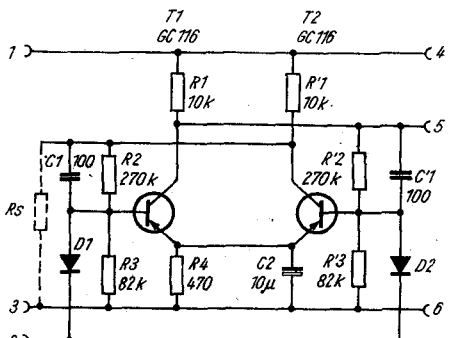


Bild 3
Schaltung des bistabilen Multivibrators

hinweise gibt [1]. Die Empfindlichkeit des bistabilen Multivibrators wird im wesentlichen von den Daten der Transistoren bestimmt. Die Transistoren sollen möglichst hohe Stromverstärkung ($\beta > 50$) haben und geringen Reststrom aufweisen. Die Schaltung muß symmetrisch dimensioniert sein. Die Transistoren sind ungefähr paarig auszumessen bzw. sollten wenigstens Exemplare *einer* Stromverstärkungsgruppe sein. Die Polung der Dioden ist unkritisch (empfindlichere ausprobieren). Sie bestimmt die Polarität der zur Basis gelangenden Impulse. Da beim Ein- und Ausschalten des Lichtes Impulse beider Polarität auftreten, hat sie keine größere Bedeutung.

Der bistabile Multivibrator kann in Kombination mit anderen Baugruppen als elektronischer Schalter oder Frequenzteiler verwendet werden. Folgt dem bistabilen Multivibrator eine Stufe mit einem relativ niedrigen Eingangswiderstand, so ist der Widerstand R_s (in der Schaltung gestri-

chelt angegeben) einzufügen. Er dient zur Symmetrierung des bistabilen Multivibrators und muß deshalb die Größe des Eingangswiderstands der folgenden Stufe haben. Hinweise für die Berechnung des Eingangswiderstands sind in [2] zu finden. In der angegebenen Schaltung hat die dem bistabilen Multivibrator folgende Stufe einen Eingangswiderstand von ungefähr 100 kΩ und ist darum zu vernachlässigen.

Der bistabile Multivibrator weist einen sehr hohen Empfindlichkeitsgrad auf. Abgleicharbeiten sind nicht notwendig.

In der einfachen Transistorschaltstufe liegt im Kollektorkreis statt des Relais oder ohmschen Arbeitswiderstands ein astabiler Multivibrator. Beim Multivibrator wird die Betriebsspannung geschaltet. Bei der praktischen Erprobung der Schaltstufe mit dem Multivibrator ergaben sich einige Schwierigkeiten. Der Multivibrator ist ja im Grunde genommen ein

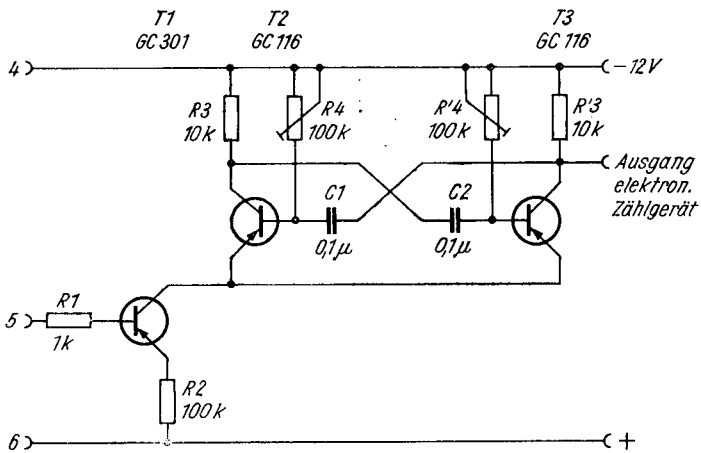


Bild 4 Schaltung von Schaltstufe und Taktgeber

stark rückgekoppelter Verstärker. Von Nachteil war, daß die starke Rückkopplung den Multivibrator selbst bei einer Betriebsspannung von nur 100 bis 200 mV zwar mit einer völlig veränderten Frequenz, aber dennoch sicher anschwingen ließ. Es genügte also bereits der durch den Reststrom des Transistors verursachte Spannungsabfall am Multivibrator, um ihn sicher schwingen zu lassen.

Ein Widerstand im Emitterzweig schaffte Abhilfe. Er setzt die Emitterspannung gegenüber der Basisspannung so stark herauf, daß am Emitter negative Spannung gegenüber der Basis anliegt. Dadurch wird der Tran-

sistor im ausgeschalteten Zustand fast völlig gesperrt. Das mag zwar nicht die beste Lösung sein, aber sicher die billigste. Es muß allerdings ein Verlust in der Amplitude des Multivibrators in Kauf genommen werden. Ohne Zweifel bringt ein Siliziumtransistor in der Schaltstufe bessere Ergebnisse und damit auch eine bedeutend höhere Ausgangsamplitude des Multivibrators.

Die Daten der Transistoren im Multivibrator sind unkritisch, da er fast mit allen Werten noch sicher anschwingt. Als Schalttransistor ist ein Typ mit möglichst geringem Reststrom auszusuchen (in [4]). Die Frequenz gleicht man (mit bistabilen MV) mit einem Oszillografen oder mit dem elektronischen Zählgerät ab. Soll diese Baugruppe einzeln benutzt werden, so ist der Eingang über einen Widerstand von etwa 50 kΩ an den Minuspol zu legen.

Aufbau

Der Aufbau erfolgt nach Stufen getrennt auf Leiterplatten. Sämtliche Platinen haben die einheitliche Größe von 70 mm × 50 mm. Es wurde kein Wert auf Miniaturisierung gelegt, da die Baugruppen auch als Demonstrationsobjekt dienen sollen. Ein- und Ausgänge sind bei den Gruppen *bistabiler Multivibrator* und *Taktgeber* gleich ausgeführt; bei den beiden Platinen des *Impulsverstärkers* müssen sie auf Grund übersichtlicher Leitungsführung entgegengesetzt gelegt werden. Die Stromversorgungseingänge liegen auf allen Platten gleich. Man ordnet die Baugruppen steckbar auf einer Grundplatte an, die die Abmessungen 70 mm × 115 mm hat.

An den Eingang der elektronischen Stoppuhr schließt man die Lichtempfänger an. Der Ausgang wird mit dem elektronischen Zählgerät

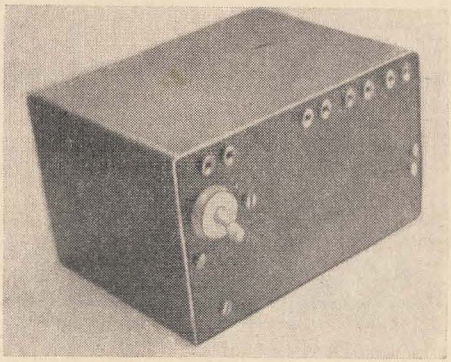


Bild 5
Ansicht des fertiggestellten Geräts

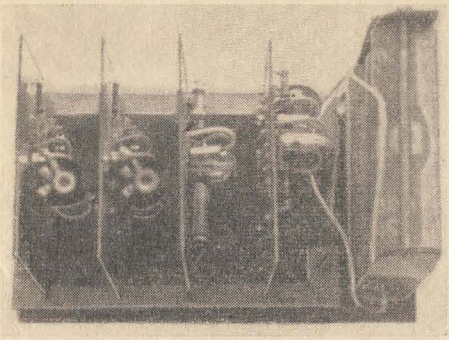


Bild 6
Grundplatte mit den aufgesteckten Platinen und der Stromversorgung (4 Stabbatterien 3 V)

verbunden. Reicht die Ausgangsspannung des astabilen Multivibrators nicht aus, um das elektronische Zählgerät anzusteuern, so ist noch eine Verstärkerstufe zwischenzuschalten. Die Stromversorgung der Glühlampen in den Lichtschranken erfolgt aus getrennten Batterien, damit diese die elektronische Stoppuhr nicht beeinflussen.

Läuft nach dem Einschalten des Geräts das elektronische Zählgerät, so muß man eine Lichtschranke kurz unterbrechen. Dann wird das Zählgerät auf 0 gestellt. Damit ist es betriebsbereit. Nach dem Versuch kann man am Zählgerät die Zeit in hundertstel Sekunden ablesen.

Die Batterien müssen ausgewechselt werden, wenn die Spannung bei Belastung auf minimal 10 bis 11 V abgesunken ist. Bei der Kontrolle legt man das Meßgerät an die Spannungsbuchsen (Frontplatte) und schaltet das Gerät ein.

Technische Daten

Betriebsspannung	12 V
Stromaufnahme, gesamte	5,6 mA (4,55 mA)
Impulsverstärker	4,5 mA (3,5 mA)
bistabiler Multivibrator	1 mA
Taktgeber	100 µA (50 µA)
Gehäuseabmessungen	150 mm × 115 mm × 90 mm
Gewicht	1,2 kp
Platinenabmessungen	70 mm × 50 mm
Abmessungen der Grundplatine	115 mm × 70 mm
Halbleiterbestückung	6 × 50-mW- bis 150-mW-Transistor 1 × 400-mW-Transistor 4 × *GA 100*
Buchsen	2 Eingänge 1 Ausgang 1 Meßausgang

Steuerspannung für den bistabilen Multivibrator	43 mV
Impulsform	Nadelimpuls
Impulsbreite	< 13 ms
Ausgangsspannung	
Taktgeber	750 mV
Impulsform	verrundeter Rechteckimpuls
Ausgangsfrequenz	100 Hz

Die eingeklammerten Werte sind im Ruhezustand gemessen (Fotowiderstand unbeleuchtet, Taktgeber ausgeschaltet). Alle Impulsspannungen sind mit einem Oszillografen gemessen.

Stückliste

Impulsverstärker	
R 1	Einstellregler 10 kΩ
R 2	*CdS 8* oder *GP 119*
R 3	3,3 kΩ
R 4	Einstellregler 100 kΩ
R 5	20 kΩ
R 6	2,7 kΩ
C 1	22 nF
C 2	30 nF
T 1, T 2	50 bis 150 mW, $\beta > 15$
D	Universaldiode, z.B. *GA 100*
Bistabiler Multivibrator	
R 1, R 1	10 kΩ
R 2, R 2	270 kΩ
R 3, R 3	82 kΩ
R 4	470 Ω
C 1, C 1	100 pF
C 2	10 µF
T 1, T 2	50 bis 150 mW, $\beta = 50$
D 1, D 2	Universaldioden, z.B. *GA 100*
Schaltstufe, Taktgeber	
R 1	1 kΩ
R 2	100 kΩ
R 3, R 3	Einstellregler 100 kΩ
C 1, C 1	0,1 µF
T 1	400 mW, $\beta > 25$, $I_{ceo} < 100$ µA
T 2, T 3	50 bis 150 mW, $\beta > 15$

Literatur

[1] *Jakubaschk, H.:* Das große Elektronikbastelbuch, Deutscher Militärverlag, Berlin 1965

[2] *Kronjäger, O.:* Formelsammlung für den Funkamateur, Der praktische Funkamateur. Teil III, Heft 68, Deutscher Militärverlag, Berlin 1967

[3] *Schurig, W.:* Kennlinien elektronischer Bauelemente, Der praktische Funkamateur, Teil III, Heft 71, Deutscher Militärverlag, Berlin 1968

[4] VEB Halbleiterwerk Frankfurt (Oder), Halbleiterbauelemente Informationsmaterial, Ausgabe 1968

VEB RFT MESSELEKTRONIK DRESDEN

DDR 8016 Dresden, Fetscherstr. 70

produziert für Sie:

- **Strahlungsmeßgeräte für Laboratorien**
- **Kernphysikalische Meßgeräte für die Industrie**
- **Radiometrische und dosimetrische Meßgeräte**
- **Industrielle Zähler**
- **Meßgeräte zur Meßwerterfassung und -verarbeitung**
- **Geräte zur Kabel- und Freileitungsfehlerortung**
- **Meßgeräte zur elektrischen Messung mechanischer und akustischer Größen**
- **Schwingungsmeßgeräte**
- **Laufruheüberwachungsanlagen**

Fernsteuersender mit Si-Transistor

B. Schuchardt

In Funkfernsteueranlagen benutzte man als HF-Transistoren fast ausschließlich Germaniumtransistoren. Diese Transistoren (z. B. *GF 122, AF 116, AF 124, OC 170, P 403*) haben gewöhnlich Verlustleistungen von 50 bis 60 mW. Die erreichbare HF-Leistung liegt bei Einsatz eines solchen Transistors (PA-Stufe) in der Größenordnung von einigen zehn Milliwatt. Der Einsatz einer Gegentakt-Sendestufe erhöht die erreichbare Ausgangsleistung nur wenig und erfordert den Einsatz eines weiteren Transistors. Es kommt hinzu, daß Aufbau und Abgleich eines Gegentakt-Senders schwieriger sind. Jetzt sind Siliziumtransistoren erhältlich, deren zulässige Verlustleistung bei 600 mW liegt *(SF 121···SF 129)*. Damit läßt sich ein Sender aufbauen, bei dem man in der Oszillatorstufe einen Germaniumtransistor, in der Senderstufe aber einen Siliziumtransistor einsetzt. Die höhere Sendeleistung erhält man unter Beibehaltung der bekannten, im Aufbau einfachen Schaltungen [1] durch den Einsatz einer Spannungsquelle mit 18 bis 23 V (4 bis 5 Flachbatterien) Betriebsspannung.

Bild 1 zeigt eine nach diesen Überlegungen aufgebaute und erprobte Schaltung.

Die Oszillatorstufe des Senders arbeitet in Basisschaltung. Der Quarz ist als Rückkopplungsglied zwischen Ausgang und Eingang der Stufe angeordnet. Zur günstigsten Arbeitspunkteinstellung des Oszillators wird der Basisspannungsteilerwiderstand regelbar ausgeführt. Über L 2 koppelt man die Senderstufe lose an den Oszillator an. L 2 erhält 4 Windungen mit Anzapfungen bei der 2. und 3. Wdg. Mit Hilfe dieser Anzapfungen wird nach Inbetriebnahme des Senders das günstigste Anzapfungsverhältnis durch Versuch ermittelt. Die Senderstufe mit dem Siliziumtransistor arbeitet ebenfalls in Basisschaltung. Im Kollektorkreis liegt ein Schwingkreis, bestehend aus L 3 und C 3. L 3 erhält 16 Windungen und wird zur Ermittlung der optimalen Anpassung an den Ausgang mit Anzapfungen bei der 5., 8. und 11. Wdg. ausgeführt. L 1 erhält 14 Wdg., L 4 3 Wdg.

L 1 und L 2 werden auf einen Spulenkörper mit Kern (z. B. Stiefelkern) nebeneinander gewickelt. Der Abstand zwischen beiden Spulen soll so

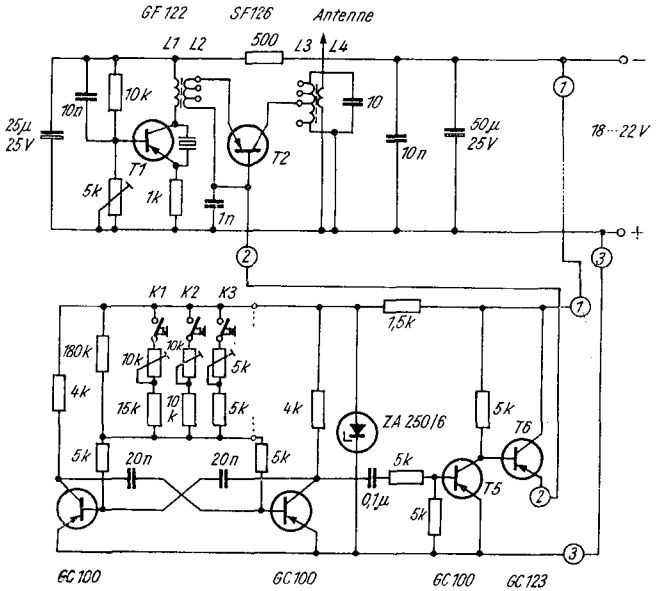


Bild 1 Schaltung des Fernsteuersenders (oben) und des zugehörigen Tongenerators (unten). Für die verwendeten Transistoren können auch ähnliche Typen eingesetzt werden

gering wie möglich sein. Beim Einschalten des Geräts muß der Oszillator noch sicher anschwingen.

L 3 und L 4 werden auf einen 2. Spulenkörper mit Kern direkt übereinander gewickelt. L 1, L 2 und L 3 sind mit 0,5-mm-CuL, L 4 ist mit Schaltdraht zu wickeln. Die Achsen beider Spulenkörper sollen um 90° versetzt sein.

Als Antenne bewährt sich eine CLC-Ausführung, mit der ein hoher Wirkungsgrad erreicht wird. Selbstverständlich kann man auch eine Antenne über eine Verlängerungsspule anschließen. Die Verlängerungsspule wird auf einen Stiefelkern gewickelt und erhält etwa 12 Wdg., 0,5-mm-CuL. Die Spule wird zwischen dem Antennenanschluß von L 4 und der Antenne angeordnet. Abmessungen für eine CLC-Antenne findet man in [2].

Als Tongenerator nimmt man einen astabilen Multivibrator mit gemeinsamen, regelbar ausgeführten Basiswiderständen [3]. Die Auslegung erfolgt für 3 Kanäle, ist jedoch ohne Änderungen für weitere Kanäle er-

weiterungsfähig. Die Spannung des Multivibrators wird über die Z-Diode *SZX 18/5,6* stabilisiert. T 5 verstärkt das Signal, T 6 arbeitet im Schaltbetrieb.

Die Schaltung gewährleistet, daß auch im nichtgetasteten Zustand ein Signal gesendet wird, wodurch das Klappern der Relais in den Schaltstufen entfällt.

Der mit den Reglern einstellbare Frequenzbereich umfaßt etwa für

Kanal 1 — 1 bis 1,5 kHz
Kanal 2 — 1,2 bis 2 kHz
Kanal 3 — 2 bis 3 kHz

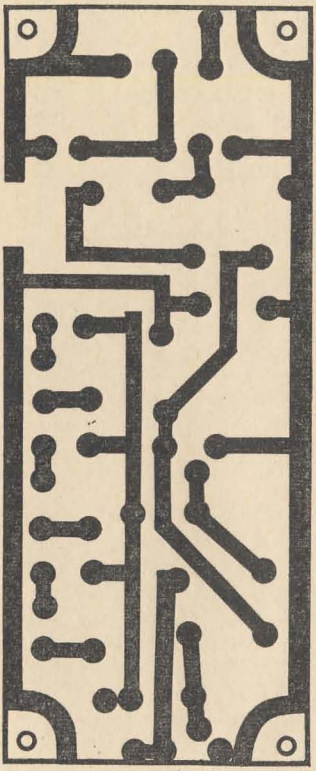


Bild 2a Linienführung der gedruckten Verdrahtung des Tongenerators

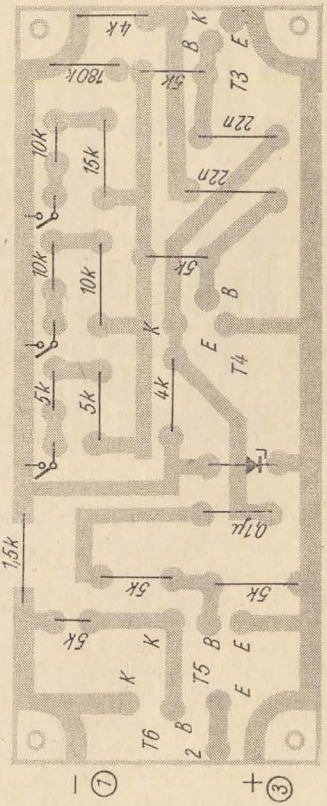


Bild 2b Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 2a

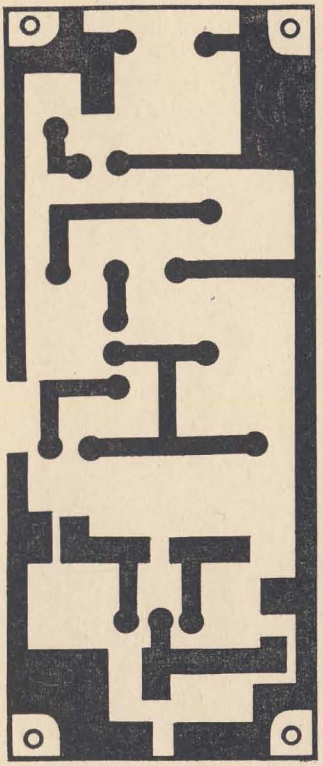


Bild 3a Linienführung der gedruckten Verdrahtung des Fernsteuersenders

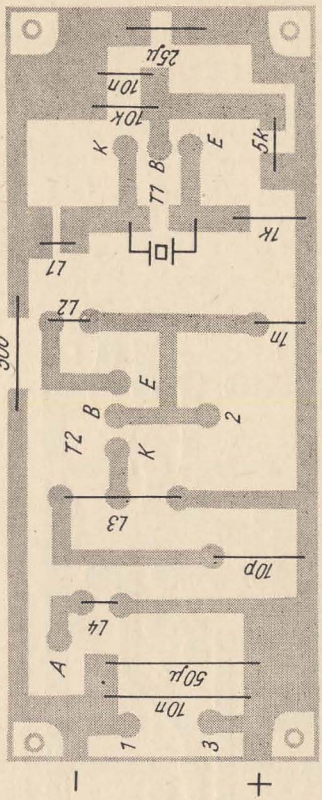


Bild 3b Bestückungsplan der Leiterplatte nach Bild 3a

Der Gesamtaufbau des Tongenerators ist unkritisch und bedarf keiner weiteren Beschreibung.

Zuerst wird die Oszillatorstufe abgeglichen. Dazu wird von L 2 der Anschluß, der an den Emitter von T 2 führt, aus der Platine ausgelötet und an einen Feldstärkemesser [4] angeschlossen. Dann schaltet man den Oszillator ein (Basis von T 2 an Minuspol der Batterie) und gleicht mit dem Kern des 1. Spulenkörpers auf Maximum am Feldstärkemesser ab. Danach wird der Spulenanschluß wieder in die Platine eingelötet und bei angeschlossener Antenne der im Ausgang liegende Schwingkreis abgeglichen.

Bild 2 und Bild 3 zeigen die Platinen für Tongenerator und HF-Teil des beschriebenen Funkfernsteuersenders. Beide Platinen haben gleiche Größe und können direkt übereinander angeordnet werden.

Der Sender wird dann in ein Metallgehäuse eingebaut. Es sollen dabei wenigstens die Spulen L 3 und L 4 von außen abgleichbar sein. Nach dem Einbau in das Gehäuse, das man mit einem Pol der Batterie verbunden hat, erfolgt nochmals ein Feinabgleich des Ausgangskreises bei angeschlossener Antenne.

Literatur

[1] FUNKAMATEUR, Heft 7/1965, S. 222, Heft 8/1965, S. 276, und Heft 11/1967, S. 552
modellbau und basteln, Heft 1 und Heft 2/1965
[2] FUNKAMATEUR, Heft 7/1968, S. 337
[3] FUNKAMATEUR, Heft 9/1964, S. 300
[4] FUNKAMATEUR, Heft 8/1967, S. 397, und Heft 11/1968, S. 552

Experimente mit polymeren Halbleitern

Seit einigen Jahrzehnten sind synthetische Polymere als ausgezeichnete Nichtleiter bekannt. Erst vor verhältnismäßig kurzer Zeit dagegen gelang die Synthese von Polymeren, die die Eigenschaften von Halbleitern haben.

Heute sind bereits Polymere synthetisiert, die mit ihren Eigenschaften Halbleitern wie Selen und Silizium nahestehen. Man wird sie künftig für den Bau von Gleichrichtern verwenden, die zur Zeit hauptsächlich aus natürlichen Stoffen (Germanium, Silizium und Selen) bestehen.

Wissenschaftler des Moskauer Instituts für petrolchemische und Gasindustrie haben bereits gemeinsam mit Mitarbeitern aus der Industrie Versuchsgeräte hergestellt, deren empfindliche Elemente polymere Halbleiter sind. Dazu gehören Spannungsstabilisatoren für Schaltungen, ein automatischer Temperaturregler sowie ein Signalgerät, das ein Übersteigen der zulässigen Temperatur anzeigt.

B. Schuchardt, P. Sterzel

Fahrstromregler für Modelleisenbahnen

Auch bei der Modelleisenbahntechnik steigt ständig der Einsatz elektronischer Bauelemente und Schaltungen.

Nachfolgend 2 einfache elektronische Schaltungen, die eine kontinuierliche Geschwindigkeitsregelung für Modellbahnzüge mit sehr geringem Material- und Kostenaufwand gestatten. Gleichzeitig wird gezeigt, wie der für ein Ladegerät eingesetzte Transformator nach geringer Modifizierung als Modelleisenbahn-Transformator mitgenutzt werden kann [1].

Selbstverständlich lassen sich die Fahrstromregler auch mit einem separaten Transformator aufbauen. Die Fahrstromregler werden als Baustein ausgeführt und gestatten bei Verwendung eines Transformators Mehrzugbetrieb.

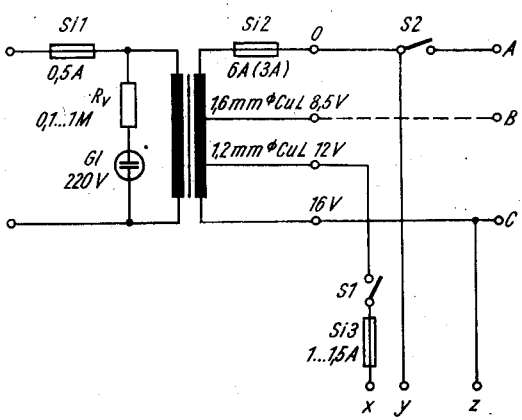


Bild 1 Schaltung des geänderten Transformators; Anschluß für Fahrstromregeleinrichtung x — y, Anschluß für Beleuchtung und Weichensteuerung y — z, Anschluß für Ladegerät (6-V-Akku) A — B, (12-V-Akku) A — C

Transformatormodifizierung

Am zweckmäßigsten ist es, beim Aufbringen der Sekundärwicklung gleich eine 16-V-Wicklung mit Anzapfungen bei 8,5 V und 12 V vorzusehen. Damit läßt sich der Transformator als Grundbaustein für alle Bedarfsfälle (Ladegerät, Modellbahnanlage) verwenden (Sekundärwindungszahl für etwa 12 V siehe Tabelle). Die Transformatortypen *M 55* bis *M 74* und *EI 54* bis *EI 84a* sind nur für Bahnbetrieb einzusetzen. Als Draht sollte Kupferlackdraht mit einem Durchmesser von etwa 1,6 mm verwendet werden. Nach der Wicklung für 8,5 V kann man Draht mit geringerem Querschnitt nehmen (1 bis 1,2 mm Durchmesser).

Prinzipiell läßt sich aus den Angaben der Tabelle die für eine beliebige Sekundärspannung benötigte Windungszahl berechnen:

$$n_2 = \frac{n_1}{U_1} \cdot U_2;$$

n_2 = benötigte Windungszahl für eine beliebige Spannung U_2, n_1 = bekannte Windungszahl bei U_1; U_1 = bekannte Spannung. Transformatortyp *M 85a*: Windungszahl für $U_1 = 16$ V, $n_1 = 74$; Windungszahl für $U_2 = 12$ V

$$n_2 = \frac{74}{16\ \text{V}} \cdot 12\ \text{V} \approx 56.$$

Bei einer sekundären Leerlaufspannung von $U_2 = 12$ V läßt sich eine regelbare Gleichspannung von $0 \cdots \pm 10$ V realisieren. Dieser Bereich reicht aus zur modellgetreuen Geschwindigkeitsnachbildung der verschiedenen Modelleisenbahntypen. Bild 1 zeigt die Grundschaltung.

Wie ersichtlich ist, beschränkt sich die Modifizierung des Ladetransformators nur auf die Bereitstellung einer Wechselspannung von 10 bis 12 V sowie auf das Anbringen von 2 weiteren Anschlußbuchsen für Gleisanlagenbeleuchtung und Weichensteuerung und eines zusätzlichen Schalters für die Abschaltautomatik des Ladebetriebs.

Fahrstromregeleinrichtung

Die Fahrstromregelung zur Geschwindigkeitsregelung von Modellbahnen läßt sich auf verschiedene Arten realisieren; nachfolgend 2 erprobte grundsätzliche Möglichkeiten. Es handelt sich um einfache, aufwandsarme Fahrstromreglerschaltungen, die als Ersatz für Batterieschaltungen und für kleine Anlagen gedacht sind (Spezialschaltungen für umfangreiche Modellbahnanlagen sind in der Fachliteratur zu finden [5]).

Sekundärwindungszahl für verschiedene Transformatortypen

Typ	Wdg. für 16 V	Anzapfung für 8,5 V und 12 V	
M 85 a	74	39	56
M 85 b	50	27	37
M 102 a	56	30	42
M 102 b	38	20	28
EI 84 b	61	32	46
EI 106 a	56	30	42
EI 106 b	43	23	32

Typ	Wdg. für 12 V,
M 55	165
M 65	99
M 74	72
EI 54	185
EI 60	144
EI 66	120
EI 78	84
EI 84 a	75

Einfache Fahrstromregelung durch sekundäre Spannungsregelung

Die über den Transformator bereitgestellte Wechselspannung wird mittels 2 Dioden so gleichgerichtet, daß nur jeweils 1 Diode in Einwegschaltung arbeitet. Bild 2 zeigt die Schaltung und geht auf eine in [2] und [3] angegebene Lösung zurück.

Bei Potentiometerstellung A wirkt D 2, bei Stellung B dagegen D 1. In Mittelstellung ergibt sich die Gleichspannung gleich 0. Die Wechsel-

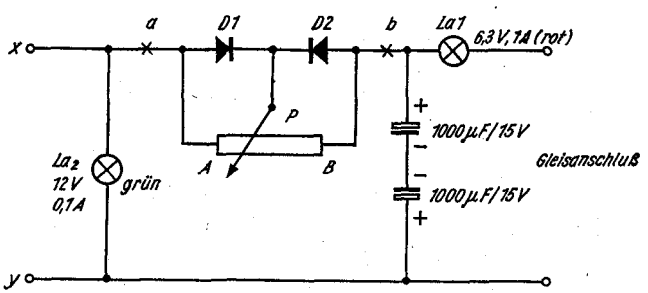


Bild 2 Fahrstromregelung mit stufenloser Spannungsregelung D 1, D 2 — Ge- oder Si-Diode 1 A; P — Drahtpotentiometer 50 bis 100 Ω, 6 W — linear

spannung am Ausgang wird über die Kondensatoren und La 1 kurzgeschlossen.

Für den linken Potentiometerregelbereich erhält man somit am oberen Anschluß den Minus-, für den rechten Regelbereich den Pluspol. Damit läßt sich die Lok vor- und rückwärts kontinuierlich in ihrer Geschwindigkeit vom Stillstand bis zur Höchstgeschwindigkeit regeln. Die Lampe La 1 wirkt als einfache Strombegrenzung und leuchtet bei Kurzschluß (Entgleisungen) auf, wenn P nicht fast in Mittelstellung steht. La 2 zeigt die Betriebsbereitschaft an. Statt mit einem Drahtpotentiometer läßt sich die Regelung auch mit Schaltstufen durchführen (Bild 3). Die Widerstände sind dann so zu bemessen, daß die Geschwindigkeitsregelung möglichst modellgetreu erscheint.

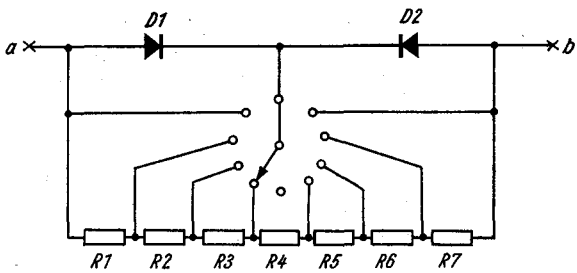


Bild 3 Fahrstromregelung in Stufen, die Anzahl der Widerstände kann variiert werden R 1, R 7 10 bis 20 Ω R 2, R 6 8 bis 12 Ω R 3, R 4, R 5 5 bis 10 Ω; je nach Loktyp, 5 bis 8 W

Fahrstromregler mit Konstantstromspeisung

Bild 4 zeigt einen einfachen Fahrstromregler mit Konstantstromregelung. (Das Prinzip der Konstantstromspeisung ist in [4] näher erläutert). Die vom Transformator gelieferte Wechselspannung wird mit 4 Dioden in *Graetz*-Schaltung (Einphasen-Doppelweggleichrichtung mittels Brückenschaltung) gleichgerichtet. Mit dem Potentiometer steuert man über die Basis T 1, und über die Emitter-Kollektor-Strecke stellt sich ein konstanter Stromfluß ein. Die Lok bekommt damit keine bestimmte Fahrspannung angeboten.

Die Geschwindigkeitsregelung geschieht mit P von B nach A. Wird in Stellung A nicht die gewünschte Fahrgeschwindigkeit erreicht, so ist R 1 zu verkleinern. Für T 1 ist mit Rücksicht auf die Verlustleistung (im Kurzschluß liegt über T 1 nahezu die gesamte Spannung) ein Kühlblech (etwa 100 mm × 100 mm × 2 mm, Alu) erforderlich (Bild 5). La 2 zeigt die

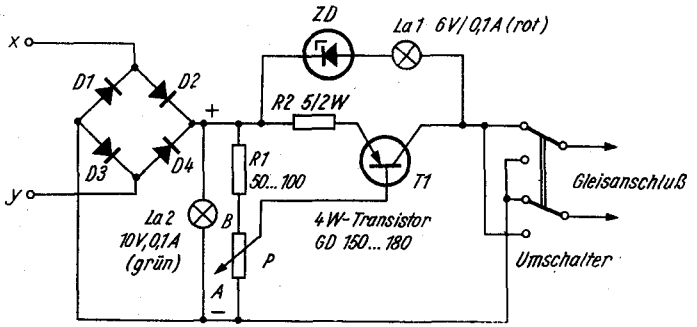


Bild 4 *Kurzschlußfeste Fahrstromregeleinrichtung mit einem Transistor*
D 1···D 4 — Ge- oder Si-Diode I A;
P — Potentiometer 100 Ω 0,5 W;
ZD — Z-Diode SZ 19/5,1 o.ä. mit Z-Spannung 5 bis 6 V

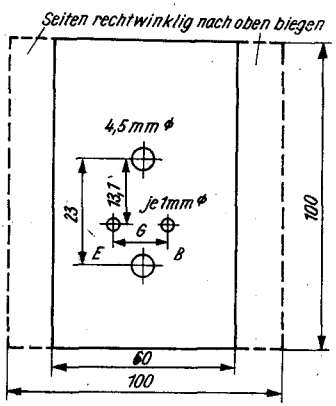


Bild 5
Vorschlag für senkrecht einzubauendes Kühlblech

Betriebsbereitschaft an, La 1 leuchtet bei Kurzschluß auf. Die Z-Diode hat die Aufgabe, einen Stromfluß bei Normalbetrieb auszuschließen.

Mehrzugbetrieb durch Fahrstromreglerbausteine

Die beiden Fahrstromregeleinrichtungen benötigen als Eingangsspannung jeweils etwa 12 V Wechselspannung (Anschlußpunkte x—y) und können als in sich abgeschlossene Bausteine aufgebaut werden.

Da oftmals der Wunsch besteht, einen Mehrzugbetrieb mit einfachen Mitteln zu realisieren, wird im folgenden gezeigt, wie man mit diesen Bau-

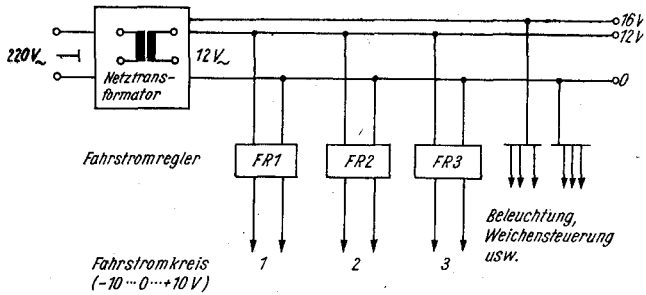


Bild 6 Mehrzugbetrieb mit Nebengeräten (Blockschaltbild)

steinen auch eine größere Anlage mit mehreren Fahrstromkreisen betreiben kann.

Bild 6 zeigt den Aufbau einer Anlage für 3-Zug-Betrieb. Der Vorteil besteht darin, daß man nur den Fahrstromregler mehrmals (je nach Anlagengröße) aufbauen muß. Die Stromversorgung sowohl für den Zugbetrieb als auch für das Zubehör erfolgt durch einen gemeinsamen Transformator. (Transformatoren des Leistungsbereichs 80···120 VA werden im Handel äußerst preiswert angeboten).

Die Fahrstromregler sollte man mit Steckkontakten versehen, die einzelnen Fahrstromkreise der Modellbahnanlage mit Buchsen, so daß man die Regler je nach Bedarf einstecken kann.

Literatur

[1] *Schuchardt, B., Sterzel, P.:* Ladegerät für Akkumulatoren mit Abschaltautomatik FUNKAMATEUR 18 (1969), H. 9, S. 432 und 433
[2] Jugend und Technik (1965), H. 12, Verlag Junge Welt
[3] *Jakubaschk, H.:* Der praktische Funkamateur (1968), H. 73
[4] *Jakubaschk, H.:* Das große Elektronikbastelbuch, Deutscher Militärverlag (1968)
[5] Der Modelleisenbahner (1967), H. 7, VEB Verlag für Verkehrswesen

Zeichengerät für die Herstellung von geätzten Leiterplatten

Harro Kühne

Hat sich der Amateur für den Aufbau seines Geräts in Leiterplattentechnik entschlossen, so muß er die Möglichkeit zur Herstellung der Platine einschätzen. 2 Verfahren haben sich für Amateurzwecke als besonders geeignet erwiesen. Das 1. Verfahren ist das *fotomechanische Aufbringen* eines ätzfesten Musters auf das Basismaterial. Da jedoch das fotomechanische Verfahren (ausführlich beschrieben in [4]) vielen Amateuren zu aufwendig erschien, suchten sie nach immer wieder neuen Möglichkeiten, das ätzfeste Muster *direkt auf die Leiterplatte* zu zeichnen. Das Prinzip und verschiedene solcher Verfahren sind einfach und ebenfalls in dem genannten Buch erläutert.

Außer vom verwendeten Lack wird die Qualität des gezeichneten Musters von der Zeichengeschicklichkeit des Amateurs bestimmt. Ohne größere Hilfsmittel lassen sich Lötaugen mit einem Minimalabstand von 5 mm sehr sauber herstellen. Die Lötaugen haben dann einen Durchmesser von etwa 3,5 mm. Wesentlich schwieriger wird das direkte Zeichnen von Leitungsmustern bei einem Abstand der Lötaugen von 2,5 mm (Lötpunktdurchmesser 2 mm). Der Abstand von einem Lötauge zu dem benachbarten beträgt im ungünstigsten Fall nur 0,5 mm. Die Leiterbreiten liegen bei 0,5 bis 0,8 mm. Bei solch geringem Rastermaß ist das Zeichnen ohne Hilfsmittel nur schwer, wenn nicht sogar unmöglich. In den Standards für gedruckte Schaltungen wurde jedoch als Raster für die Bauelementeanschlüsse ein Rastermaß von 2,5 mm festgelegt. Der Amateur hat sich also darauf einzustellen. Und wenn ihm in nicht allzuferner Zukunft auch integrierte Schaltungen zur Verfügung stehen, wird er an dieses Raster gebunden sein [5]. Allgemein muß man sagen, der Amateur, der mit modernen Miniaturbauelementen arbeiten will, wird früher oder später zum 2,5-mm-Raster greifen.

Untersucht man die Ungenauigkeiten bei direktgezeichneten Leiterplatten, so wird man feststellen, daß der Außendurchmesser der Lötaugen relativ konstant ist. Wohl aber weisen die Abstände von Lötauge zu Lötauge erhebliche Differenzen auf. Die Ursache liegt darin, daß für ein Lötauge zunächst gekörnt werden muß. Beim Zeichnen wird dann die

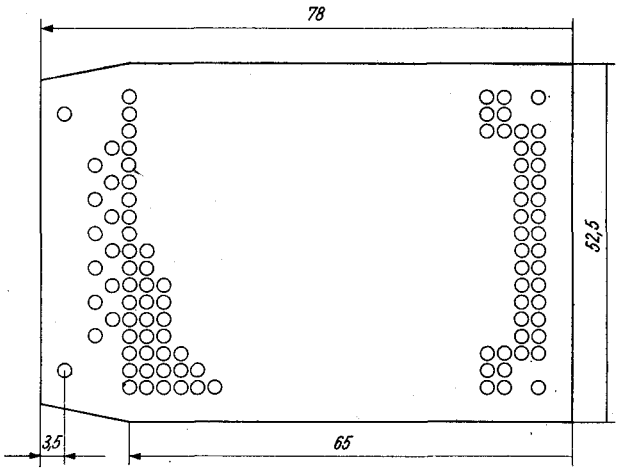


Bild 1 Maßskizze der Steckkarte

Einlochschablone so gehalten, daß dieser Körnerpunkt Mittelpunkt der Schablonenbohrung ist. Da das nach Augenmaß geschieht, treten dabei Abweichungen auf. Es liegt nun der Gedanke nahe, eine Schablone zu verwenden, die überall dort Löcher hat, wo einmal Lötaugen vorkommen könnten. Eine solche Schablone kann dann gleichermaßen zum Körnen wie zum Zeichnen der Lötpunkte verwendet werden. Entsprechend dem Gesagten sollte man eine Schablone benutzen, bei der Bohrlöcher von 2 mm auf einem gitterförmigen Raster von 2,5 mm liegen.

Eine solche Schablone sollte so groß sein wie die größte Leiterplatte, die man mit ihr herstellen will. Eine andere Möglichkeit ist gegeben, wenn man sich auf eine bestimmte Platinengröße festlegt. Davon ging der Verfasser aus; sein in [1] beschriebenes Gerät erlaubte die Herstellung von Leiterplatten mit Maßen 25 mm × 25 mm. Die Abmessungen der als Steckkarte konzipierten Leiterplatte gehen aus Bild 1 hervor.

Mit der festgelegten Leiterplattengröße stehen auch die Forderungen an das Zeichengerät fest:

— Man muß mit der Schablone sämtliche Körnerpunkte, einschließlich der Eckpunkte und der Befestigungslöcher, ankörnen können;

— alle Lötaugen müssen mit der Schablone gezeichnet werden können;

— es ist nötig, eine Vorrichtung hinzuzufügen, die die Zeichenfeder automatisch in der Senkrechten hält.

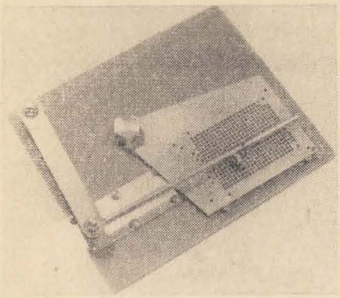


Bild 2 Ansicht des Zeichengeräts

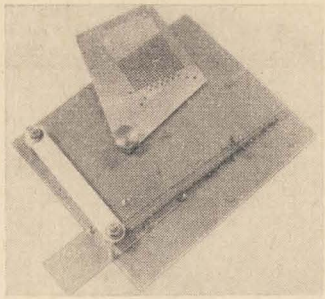


Bild 3 Ansicht des Zeichengeräts mit herausgeklappter Schablone

Das in Bild 2 gezeigte Gerät wird den Forderungen gerecht. Die Zeit vom Beginn der Arbeit an der Platine bis zum fertigen ätzfesten Muster konnte um 50 % gesenkt werden. Gleichzeitig erhöhte sich die Genauigkeit: Die maximale Toleranz der Lötpunkte zueinander betrug etwa $\pm 0{,}05$ mm.

Der Bau des Geräts ist einfach und wenig aufwendig. Es werden benötigt: 2 dm² Messingblech, 1 mm dick, Grundplatte aus Vinidur oder Pertinax, 5 bis 6 mm dick (200 mm × 250 mm), Sechskantmessing 17er Schlüsselweite, Rundmessing 5 mm, 1 Injektionskanüle der Größe 0,5 × 15, 1 Büschelstecker und 1 Bohrer (2 mm).

Bild 2 und Bild 3 zeigen den Aufbau der Zeichenhilfe. Auf der Grundplatte wird in der rechten unteren Ecke die Rohplatine mit 4 Stück M 3-Senkschrauben gehaltert. Die Abmessungen der Rohplatine sind so zu wählen, daß diese gerade zwischen die Schrauben geschoben werden können. Eine Halterung ist auch gemäß Bild 4 möglich. In diesem Fall wird die Platine zwischen 3 Spitzen gehaltert [1].

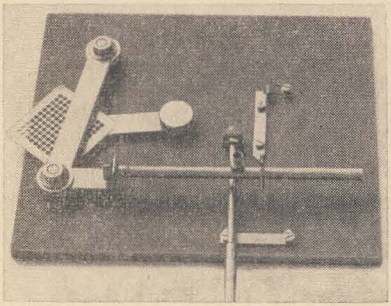


Bild 4
Ansicht des in [1] beschriebenen Geräts

Bei der Herstellung der Schablone (aus 1-mm-Messingblech) ist auf größte Genauigkeit zu achten. Zweckmäßig geht man bei der Anfertigung wie folgt vor: Die Schablone wird angerissen und ausgesägt. Dann wird die Messingplatte bearbeitet. Besonders wichtig ist dabei, daß die beiden Schenkel des rechten Winkels ganz exakt übereinstimmen, denn sie dienen als Bezugskanten für das Anreißen der Bohrungen. Diese werden mit einem Parallelreißer angerissen. Dieses Anreißgerät hat eine Noniusskala, so daß sich auch die halben Millimeter leicht anreißen lassen. Dieses Ankörnen nahm der Verfasser mit einer Lupe vor. Der gesamte Anreißvorgang dauerte etwa 4 Stunden. Nach dem Körnen bohrt man die Schablone mit einer Tischbohrmaschine. Durch das Ankörnen mit Lupe konnten die Ungenauigkeiten der fertigen Schablone sehr gering gehalten werden.

Halterung und Führung der Zeichenfeder geschieht durch eine besondere Vorrichtung. „Feder" und Körner sind an einem Rundmessingstab befestigt. Als Feder wurde eine an ihrem unteren Ende plangeschliffene Injektionskanüle benutzt. Mit der auf diese Weise gewonnenen Feder kann man Striche von 0,5 mm Breite sauber ziehen. Die Feder wird in einer Bohrung des Stabes fest eingelötet. Den um 90° versetzten Körner dagegen befestigt man auswechselbar mit einer Klemmschraube. Als Körner läßt sich der entsprechend angeschliffene Bohrer verwenden, der bereits zum Bohren der Schablone benutzt wurde. In das eine Ende des Rundstabs ist ein axiales Loch mit einem Durchmesser von 4 mm und einer Länge von 20 mm zu bohren. Dadurch wird es möglich, die Halterung für Feder und Körner vom Büschelstecker abzuziehen und die Feder — vom Gerät getrennt — zu reinigen. Gleichzeitig gewährleistet der straffe Sitz im Büschelstecker, daß man zum Ankörnen den Stab um 90° drehen kann. Der Büschelstecker ist an einem Stück Vierkantmessing befestigt, das drehbar an einem Hebelarm sitzt. Der Hebelarm seinerseits befindet sich, drehbar angeordnet, an der Grundplatte. Mit dieser Vorrichtung ist es möglich, die Feder horizontal beliebig zu führen. Sie steht dabei in jedem Fall senkrecht auf dem Basismaterial; gleiches trifft für den Körner zu.

Sind alle Teile gefertigt, so wird das Gerät entsprechend zusammengesetzt (siehe Fotos). Es ist besonders darauf zu achten, daß sich die Feder leicht führen läßt, aber nicht in den Lagern „kippelt".

Folgendes zur Bedienung:

Die zurechtgeschnittene Rohplatine wird in die Halterung eingespannt. Durch Lösen der Halteschraube schwenkt man die Schablone darüber. Dann wird der Körner eingestellt, Eckpunkte und Lötpunkte werden angekörnt. Körnungsfehler lassen sich vermeiden, wenn man zeilenweise ankörnt. Ist diese Arbeit beendet, so wird an Stelle des Körners die Feder eingeschwenkt, die man mit einer Injektionsspritze mit Lack füllt (vorher hat man den zu jeder Kanüle gehörenden Reinigungsdraht in die Feder

geführt; dieser verbleibt beim Zeichnen in ihr, damit der Lack nicht zu schnell nachfließt). Nun können sämtliche Lötpunkte gezeichnet werden. Nach kurzer Trockenzeit schwenkt man die Schablone heraus. Bei kleinen Platinen werden jetzt die Leiterbahnen noch mit dem Zeichengerät gezeichnet. Man benötigt dazu ein Speziallineal, wie Bild 4 zeigt.

Handelt es sich um größere Platinen, so bewährt sich folgendes Verfahren. Die Platte wird aus dem Zeichengerät genommen und mit 2 Ankerplaststreifen auf dem Arbeitstisch befestigt. Mit einem Tuschefüller der gewünschten Strichstärke (gefüllt mit *Potsdamer Kopierlack*) zeichnet man nun die Leiter, und zwar zunächst sämtliche waagrechten Linien. (Die Ankerplaststreifen am Rand der Platte verhindern, daß das Lineal mit schon gezeichneten Linien in Berührung kommt.) Dann dreht man die Platte um 90°, befestigt sie neu und zeichnet die senkrechten Linien. Wichtig ist, daß das Lineal sich nicht durchbiegt (Holz oder Metall). Nach dem endgültigen Trocknen steht dann das ätzfeste Muster zur Verfügung.

Leiterplatte für einen RC-Sinusgenerator

Harro Kühne

In dem Beitrag auf S. 226 stellen wir ein Zeichengerät vor, mit dem die Lötpunkte und Bohrungen im 2,5-mm-Raster bis zu einer vorgegebenen Größe der Leiterplatte fixiert werden können. Als Beispiel für die Anwendung dieses Zeichengeräts wurde die Leiterplatte für einen RC-Sinusgenerator entworfen, der in der NF-Meßpraxis vielseitig verwendbar ist.

Es soll nun ein Sinusgenerator beschrieben werden, dessen Leiterplatte mit dem Zeichengerät (S. 226) hergestellt wurde. Der in Bild 1 gezeigte

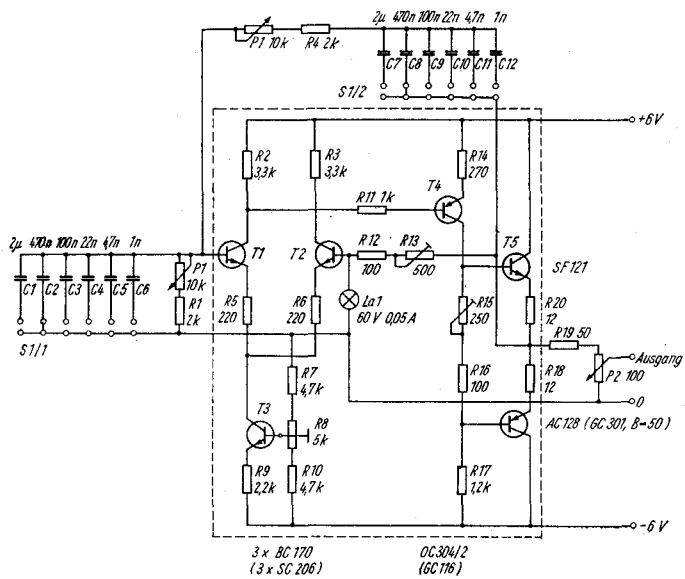


Bild 1 Schaltung des Sinusgenerators

Generator ist eine RC-Schwingschaltung, die die Resonanzeigenschaften einer *Wien*-Brücke ausnutzt. Die gezeigte Schaltung weist einige erwähnenswerte Besonderheiten gegenüber den üblichen Generatoren auf.

Die Schaltung wurde für relativ niederohmige Lastwiderstände ausgelegt; sie ist direktgekoppelt. Die Verwendung eines Differenzverstärkers sowie einer positiven und einer negativen Versorgungsspannung ermöglicht es, die untere Frequenzgrenze stark herabzusetzen. Außer für die *Wien*-Brücke werden keine Kondensatoren benötigt. Eine starke Gleichstromgegenkopplung stabilisiert die Arbeitspunkte aller Stufen sehr gut.

Allgemein muß der Verstärker für einen *Wien*-Brückengenerator folgenden Forderungen gerecht werden:

— Die Phasendrehung soll 360° betragen und darf sich im gewünschten Frequenzbereich möglichst wenig ändern.
— Damit der komplexe Brückenzweig nur gering belastet wird, muß der Eingangswiderstand so groß wie möglich sein.
— Der Verstärker hat eine automatische Regelung aufzuweisen, die die Spannungsverstärkung in Abhängigkeit vom Ausgangssignal regelt.
— Man benötigt eine sehr große Leerlaufverstärkung, um stark gegenkoppeln zu können.

Der beschriebene Verstärker erfüllt die gestellten Bedingungen. Die Transistoren T 1 und T 2 bilden einen Differenzverstärker. Beide Transistoren sind zur Stabilisierung ihrer Arbeitspunkte und zum Erreichen eines hohen Eingangswiderstands im Emitterkreis stromgegengekoppelt. An Stelle des gemeinsamen Emitterwiderstands wurde eine Konstantstromquelle verwendet. Da der Kollektorstrom der Transistoren T 1 und T 2 jeweils 0,5 mA beträgt, muß der Transistor T 3 einen konstanten Strom von 1 mA gewährleisten. Der genaue Wert kann mit dem Einstellregler R 8 eingestellt werden. Für die Transistoren wurden Plasttransistoren (T 1 bis T 3) verwendet (Stromverstärkung 200; man kann sie durch die angegebenen Typen ersetzen).

Vom Kollektorwiderstand R 2 wird das Signal zur Treiberstufe für die komplementäre Endstufe geleitet. Die Treiberstufe wurde mit einem *OC 304/2* bestückt. Der Kollektorstrom dieser Stufe beträgt etwa 4,3 mA. Sie ist ebenfalls im Emitter durch einen Widerstand stromgegengekoppelt. Die komplementärsymmetrische Endstufe T 5 und T 6 dient zur Bereitstellung der geforderten Ausgangsleistung. Der Ruhestrom der Transistoren T 5 und T 6 beträgt etwa 6 mA; er wird mit Einstellregler R 15 eingestellt.

Trennt man Schalter S 1/1 vom Nullpotential, entfernt man Widerstand R 4 und wird nun bei kurzgeschlossener Lampe La 1 ein Signal an der Basis von T 1 eingespeist, dann erscheint dieses Signal — etwa 50fach verstärkt — gleichphasig am Ausgang. Diese Verstärkung ist aber für einen *Wien*-Brückengenerator zu hoch. Die Verstärkung muß auf einen

Wert von 3 eingestellt werden. Das geschieht mit einer Spannungsgegenkopplung vom Ausgang des Verstärkers auf den 2. Eingang des Differenzverstärkers. Damit sich die Verstärkung immer automatisch auf diesen Wert einstellt, wurde eine nichtlineare Gegenkopplung verwendet. Parallel zum Eingang T 2 liegt die als Kaltleiter verwendete Lampe La 1. Die nichtlineare Kennlinie dieser Glühlampe (24 V/0,025 A) bewirkt, daß die Verstärkung von der Ausgangsamplitude abhängig wird. Vergrößert sich die Amplitude, so steigt auch die Spannung über die Lampe. Dadurch wird die Lampe aber hochohmiger und die Gegenkopplung größer. Die Folge davon: Die Verstärkung sinkt, und die Ausgangsspannung verringert sich wieder. Die Güte der Regelung hängt ab von der verwendeten Lampe. Durch Versuch ist ein günstiges Exemplar auszuwählen.

Beim Abgleich des aufgebauten Generators geht man zweckmäßig wie folgt vor: Aus einem Bereich werden zunächst die Kondensatoren ausgelötet. Weiter wird Widerstand R 12 entfernt. Nun stellt man mit dem Einstellregler R 8 an R 17 einen Spannungsabfall von etwa 5,5 V ein und legt mit Regler R 15 den Ruhestrom fest. Dieser wird als Spannungsabfall an den Widerständen R 20 bzw. R 18 gemessen. Ist dann die Spannung über R 19 und P 2 gemessen, dann gleicht man mit R 8 auf 0V ab. Jetzt können der Widerstand R 12 und die Kondensatoren wieder eingelötet werden. Der Generator schwingt nun an. Der Regler R 13 wird so weit verringert, daß sich eine sinusförmige Ausgangsspannung einstellt. Beim Durchdrehen des Tandempotentiometers darf sich die Amplitude bei richtiger Einstellung nur wenig ändern. Gegebenenfalls ist ein anderes Lampenexemplar zu verwenden. Man sollte nur lineare Tandempotentiometer verwenden, da diese wesentlich geringere Gleichlauffehler haben als solche mit logarithmischer Kennlinie. Der fertige Generator wies folgende technische Daten auf:

Frequenzbereiche

6,4 Hz ··· 37,2 Hz
31,0 Hz ···180,0 Hz
143,0 Hz ···834,0 Hz
630,0 Hz ··· 3,6 kHz
2,9 kHz ··· 16,1 kHz
13,3 kHz ··· 60,7 kHz

maximale effektive Ausgangsspannung an P 2, 2 V
Klirrfaktor in allen Bereichen $< 1\%$
Konstanz der Ausgangsamplitude < 3 dB

Der Generator ist auf einer Leiterplatte aufgebaut (Muster Bild 2). Bild 3 zeigt den Bestückungsplan, Bild 4 den Musteraufbau der Leiterplatte. Diese wurde mit dem beschriebenen Zeichengerät (S. 226) hergestellt und nach dem Ätzen wie folgt weiterverarbeitet:

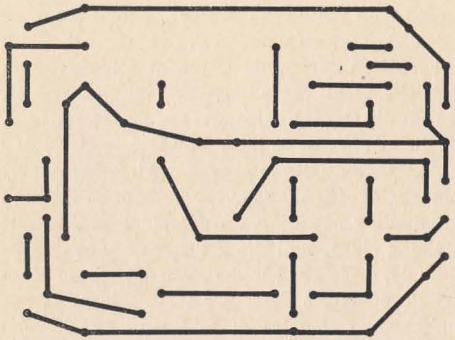


Bild 2 Leitungsmuster des Sinusgenerators nach Bild 1

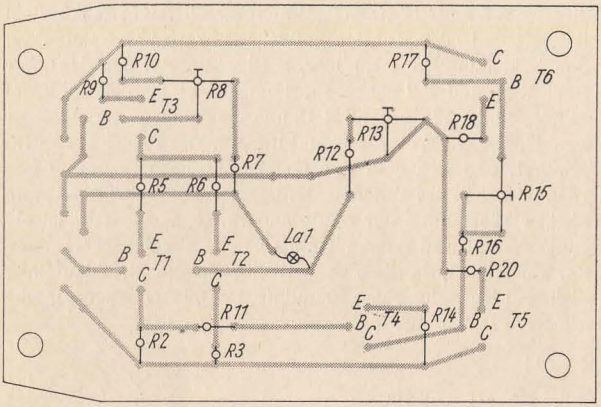


Bild 3 Bestückungsplan zur Leiterplatte nach Bild 2

Zunächst werden alle Löcher gebohrt. Dann ist die Platine auf Maß zu beschneiden und mit einer Sandpapierfeile zu befeilen. Danach wird sie noch einmal gescheuert. Ist die Platte trocken, so bestreut man sie mit Kolophoniumstaub. Anschließend werden alle Leiterbahnen verzinnt. Die Lötaugenlöcher sind nach dem Verzinnen mit Lötkolben und mit einem Stück Stahldraht wieder freizumachen. Hat man die Platte verzinnt, dann reinigt man sie mit Spiritus. Ist die Platine vollständig vom Kolophonium befreit, so wird sie mit Wasser abgespült und mit einem Lappen trockengerieben. Bild 5 zeigt eine auf diese Weise zum Verdrahten vorbereitete Platte.

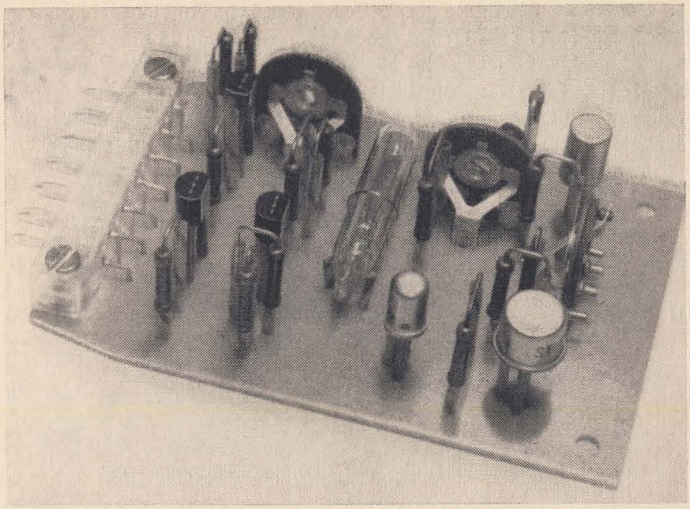


Bild 4 Foto des Musteraufbaus

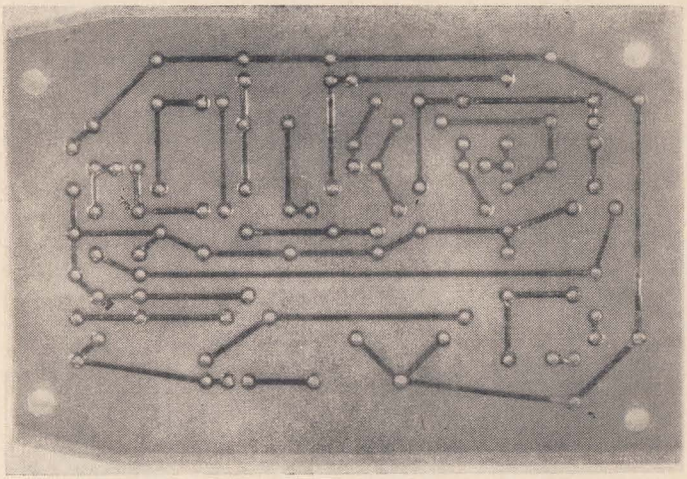


Bild 5 Muster der Leiterplatte vor dem Beschalten

Beim Beschalten der Leiterplatte hat sich beim Autor folgende Technologie bewährt: Man spannt den Lötkolben schräg in einen Schraubstock. Mit einer Hand werden Platte und einzulötendes Bauelement gehalten. Nun führt man die Platine an die Lötkolbenspitze und bringt gleichzeitig mit der anderen Hand Fadenzinn an den Lötpunkt. Wurde das Bauelement gut verzinnt, so kann es nun schnell und sauber eingelötet werden. Die Technik mit eingespanntem Lötkolben ist besonders bei kleinen Platinen zu empfehlen.

Literatur

[1] *Kühne, H.:* Hilfsgerät zum Zeichnen gedruckter Schaltungen, FUNKAMATEUR 15 (1966), Heft 7

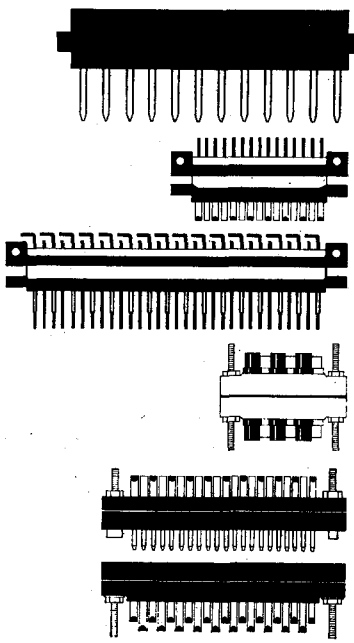
[2] *Schröder, H.:* Elektrische Nachrichtentechnik, II. Band, Verlag für Radio-Foto-Kinotechnik GmbH, Berlin-Borsigwalde

[3] *Kühne, H.:* Sinusgenerator in Kleinbauweise, radio-fernsehen-elektronik 17 (1968), Heft 13

[4] *Schlenzig, K.:* Amateurtechnologie, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969 Wege zum Gerät, Teil I und Teil II,

[5] Reihe „Der junge Funker" (Heft 13, Heft 14), Deutscher Militärverlag, Berlin 1969/1970

RFT
electronic



In unserem vielfältigen Produktionsprogramm finden auch Sie den richtigen Kontakt.

Wir fertigen für Sie

- Steckverbinder für gedruckte Leiterplatten für direktes und indirektes Stecken mit vielseitigen Anschlußarten
- Miniatursteckverbinder in verschiedenen Ausführungen
- Kleinsteckverbinder für Pegelzwecke
- Verriegelbare Leitungssteckverbinder
- Vielpolige Steckverbinder im Rastermaß 1,25 mm und 2,5 mm

Auf Wunsch stehen Ihnen unsere Applikationsingenieure zur umfassenden Beratung zur Verfügung.

Belieferung erfolgt direkt ab Werk.

Kombinat VEB Elektronische Bauelemente
Betrieb Kontaktbauelemente
und Spezialmaschinenbau Gornsdorf
9163 Gornsdorf Auerbacher Straße

Bauanleitung für einen UHF-Konverter

Eberhard Schwarz

Mit der Einführung des 2. Fernsehprogramms zum 20. Jahrestag der DDR werden sicher viele Elektronikamateure interessiert sein am Selbstbau eines UHF-Konverters. Das ist auch gar nicht schwierig, da die Schaltung durch den mechanischen Aufbau wesentlich vorgegeben ist. Allerdings muß man die Abmessungen einhalten. Für UHF-Antennen gibt es in der Literatur genügend erprobte Beispiele, daher nur einige allgemeine Hinweise, die man beachten sollte.

Für die Verbindung Antenne—Konverter ist Koaxialkabel günstig. Bei längeren Bandleitungen können wenige Wochen nach dem Aufbau schon erhebliche Dämpfungswerte auftreten. Soll aber eine 240-Ω-Leitung verwendet werden, so empfiehlt sich Schaumstoffleitung; sie ist sehr witterungsbeständig und damit gut geeignet für Außenverlegungen. Bei großen Leitungslängen sollte man direkt an der Antenne einen Antennenverstärker vorsehen, der die Dämpfungsverluste ausgleicht. Es ist natürlich auch möglich, den UHF-Konverter direkt an der Antenne zu betreiben und dann die umgesetzte Kanalfrequenz über die Antennenleitung zum Fernsehempfänger zu führen. Die Verluste sind ja bei 60 MHz wesentlich geringer als z. B. bei etwa 570 MHz.

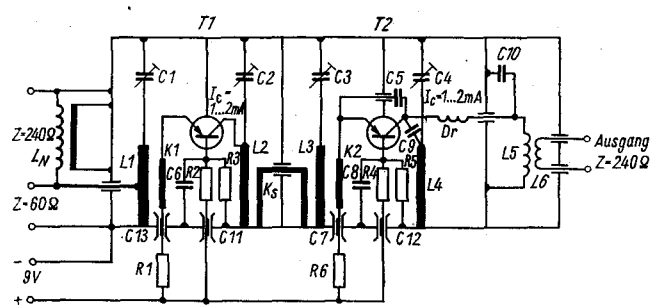


Bild 1 Schaltung des beschriebenen UHF-Konverters zum Empfang des II. Fernsehprogramms

Schaltungsbeschreibung

Die Schaltung des UHF-Konverters zeigt Bild 1. Die Abmessungen für das Gehäuse und dessen Einzelteile enthalten Bild 2 und Bild 3. Die Antennenspannung gelangt entweder über die Umwegleitung für 240 Ω oder über den 60-Ω-Eingang direkt an den abgestimmten Vorkreis. Die Anzapfung am Innenleiter wird so gewählt, daß sie eine Anpassung an $Z = 60\ \Omega$ gewährleistet. Bei der Anschaltung eines 60-Ω-Kabels muß man die Kabelseele an die Anzapfung und die Abschirmung kurz an das Gehäuse löten. Die Umwegleitung für 240 Ω ist auf einem gerollten Messingblech aufgewickelt, die Abmessungen sind aus Bild 3 ersichtlich.

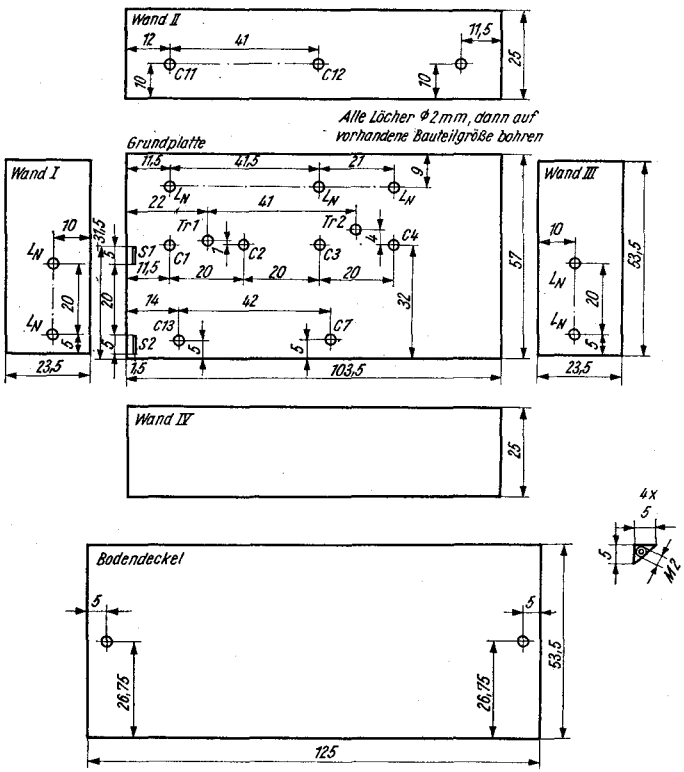


Bild 2 Bauteile des Chassis aus kupferkaschiertem Schichtpreßstoff

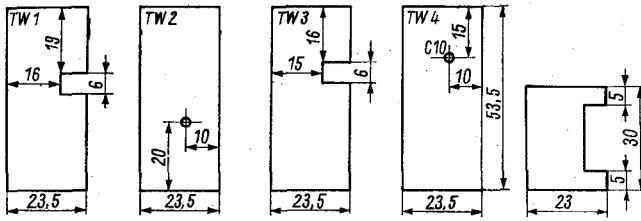


Bild 3 Trennwände aus dünnem Messingblech oder Konservendosenblech, ganz rechts das Blech für den Wickelkörper der Umwegleitung

Der Vorstufentransistor ist über eine Koppelschleife mit dem Eingangskreis *L 1/C 1* induktiv gekoppelt. Das Signal gelangt zum Emitter von *T 1*, wird verstärkt und erreicht dann den 1. Bandfilterkreis *L 2/C 2*. Die Basis von T 1 liegt HF-mäßig über *C 6* an Masse. Der Kollektor von T 1 erhält sein Potential über *L 2*. Der 2. Bandfilterkreis *L 3/C 3* ist über die Koppelschleife K_s induktiv mit dem Kreis *L 2/C 2* gekoppelt. Diese Koppelschleife geht sehr stark in die Bandbreite des Konverters ein. Ist K_s sehr lang, so ergibt sich eine große Bandbreite. K_s sollte man deshalb auch nicht zu nahe an die Bandfilterinnenleiter heranführen.

Vom Kreis *L 3/C 3* gelangt das Signal induktiv auf die Koppelschleife des Emitters von Oszillator-Misch-Transistor T 2. Den Oszillatorkreis bildet *L 4/C 4*. Der Kollektor ist kapazitiv über *C 9* mit dem Oszillatorkreis gekoppelt. Das Spannungspotential erhält der Kollektor von T 2 über die Drossel 1 und den Auskoppelkreis *L 5/C 10* für die Kanalfrequenz. Die Basis ist wieder HF-mäßig auf dem kürzesten Weg über *C 8* an Masse zu legen. *L 5* und *C 10* bilden den Ausgangskreis, der entweder auf den VHF-Kanal 2 oder 3 abzustimmen ist. Ausgekoppelt wird die Kanalfrequenz über die Koppelwicklung *L 6*.

Aufbau des Chassis

Als Material für das Chassis kann kupferkaschierter Schichtpreßstoff oder Messingblech verwendet werden. Sind die Einzelteile zugeschnitten, so führt man alle Bohrungen aus, die für die Lötnieten und die Durchführungskondensatoren in Frage kommen. Da diese Lötnieten gewissermaßen Stützpunkte bilden, müssen sie voneinander getrennt werden. Dafür ist ein Spezialwerkzeug erforderlich, das man sich leicht selbst anfertigen kann. Bild 4 zeigt die erforderlichen Abmessungen. Mit dem Spezialwerkzeug kratzt man jeweils die Stützpunktinsel aus und lötet eine Lötösenniete ein.

Für die Trennwände benutzt man dünnes, lötbares Blech. Alle Einzelteile sind vor dem Zusammenbau blank zu machen und zu entfetten. Dann werden sie mit in Spiritus gelöstem Kolophonium überzogen. Da-

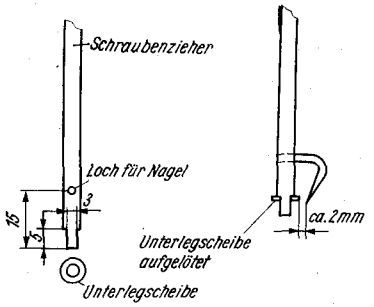


Bild 4
Kreisschneider,
aus Schraubenzieher hergestellt

durch erhält man einen Oberflächenschutz, und das Löten wird auch erleichtert. Für alle Lötarbeiten reicht ein 40-W-Lötkolben aus. Das Loch in der Trennwand TW 2 ist für die isolierte Durchführung der Koppelschleife K_8 bestimmt. Der Aufwickelkörper wird nach der Fertigstellung in die Schlitze *S 1* und *S 2* eingesetzt und an der Innenwand angelötet.

Bei den Trimmern sind die Lötfahnen umzubiegen und in Höhe der letzten Gewindegänge des Befestigungsteils abzukneifen. Nach dem Einschrauben werden dann die Lötfahnen am Chassis angelötet. Anschließend folgt das Anlöten der Innenleiter und der Koppelschleife. Es ist darauf zu achten, daß die Innenleiter in der geometrischen Mitte der Kammern angeordnet werden. Der Mindestabstand der Koppelschleife zu *L 2* und *L 3* soll 1 mm nicht unterschreiten, da hiervon die Abstrahlung der Oszillatorfrequenz abhängt. Dieser Mindestabstand gilt auch für die Koppelschleifen, die im Emitterkreis von T 1 und T 2 liegen.

Die Basiskondensatoren von T 1 und T 2 sind mit kürzestmöglichen Zuführungsdrähten an Basis und an Chassis anzulöten. Gut eignen sich Scheibenkondensatoren, die man mit etwas Geschick direkt an der Kammerwand anlöten kann. Die Emitterwiderstände sind außerhalb der Kammern angeordnet. Sie werden über Durchführungskondensatoren an die Koppelschleifen K 1 und K 2 angeschlossen.

Sollte der Oszillator schwer anschwingen, so schaltet man zwischen Emitter und Kollektor von T 2 eine Kapazität von 0,5 bis 1 pF. Ein

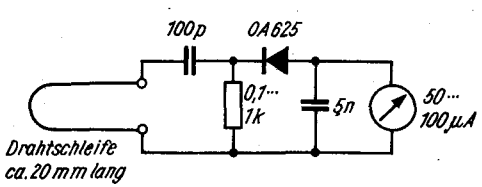


Bild 5 HF-Diodenvoltmeter zur Oszillatorkontrolle

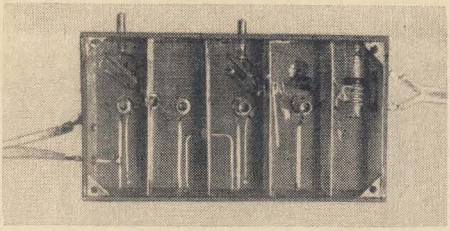


Bild 6 Blick in die Kammern des UHF-Konverters

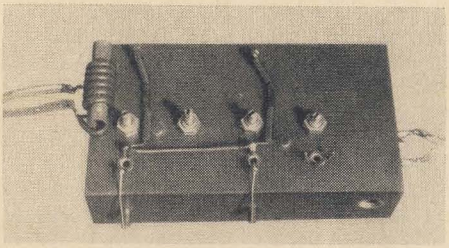


Bild 7 Blick auf das Chassis des UHF-Konverters

Stück des im Handel erhältlichen *ZF*-Kabels eignet sich hervorragend dafür. Es können auch 2 zusammengedrehte Lackdrähte von 20 bis 30 mm Länge benutzt werden.

Das in Bild 5 gezeigte Diodenvoltmeter dient dazu, das Schwingen des Oszillators schon vor Anschalten des Konverters an den Fernsehempfänger zu kontrollieren. Die Drahtschleife wird bei der Oszillatorkontrolle in Kammer 4 gehalten, in der sich der Oszillatorkreis *L 4/C 4* befindet. Bei angeschlossener Batterie muß nun das Diodenvoltmeter einen Wert anzeigen. Wird bei dieser Kontrolle der Oszillatortrimmer herausgedreht, so kann man sehr genau beobachten, wie lange dabei der Oszillator schwingt und wann er aussetzt.

Die Fotos (Bild 6 und Bild 7) zeigen den aufgebauten UHF-Konverter.

Bauteile zu Schaltung nach Bild 1

R 1	1 kΩ
R 2, R 4, R 6	2,2 kΩ
R 3, R 5	8,2 kΩ
C 1, C 2, C 3, C 4	Trimmer 0,4 bis 4 pF

C 5	0,5 bis 1 pF
C 6, C 8	Scheibenkondensator 860 pF bis 1 nF
C 7, C 11, C 12, C 13	Durchführungskondensator 1 nF
C 9	Scheibenkondensator 6 pF
C 10	Scheibenkondensator 10 pF
L 1, L 2, L 3, L 4	CuAg-Draht, 2 bis 3 mm Durchmesser, 28 mm lang
L 5	4 bis 5 Wdg., 0,8-mm-CuAg, Spulenkörper 6 bis 8 mm Durchmesser, UKW-Abgleichkern
L 6	2 Wdg., 0,75-mm-Schaltdraht, neben L 5 gewickelt
K 1, K 2	Koppelschleife, 1-mm-CuAg, etwa 30 mm lang
K_s	Koppelschleife, 1-mm-CuAg, etwa 58 mm lang
T 1, T 2	Transistor *GF 145* bzw. *AF 139*

Spezial-Wellenschalteröl

hat sich als Kontaktmittel
für die Elektronik
jahrelang praktisch
und zuverlässig bewährt

RUNDFUNK-SPEZIALIST GRANOWSKI
6822 Rudolstadt

Parametrische Verstärker – Reaktanzverstärker

Dr. Walter Rohländer, DM 2 BOH

Unter diesem Titel ist seit rund 10 Jahren ein Verstärkertyp bekannt geworden, dessen Rauscharmut ihn besonders für die VHF- und UHF-Amateurbänder attraktiv erscheinen läßt. Auch für das 21- und 28-MHz-Amateurband bietet ein Empfänger mit einer Rauschzahl von 3 dB entscheidende Vorteile gegenüber sehr guten Empfängerkonstruktionen mit 10 dB. Während mehr als 3% der Hauptsende- und Empfangszeit fällt das hohe Antennenrauschen weit unter den Normwert ab, so daß der Vorteil einer S-Stufe (= 6 dB) genutzt werden kann.

Es wäre fehl am Platz, in diesem Beitrag zur Theorie der parametrischen Verstärkung zu schreiben. Der Interessent sei auf eine Arbeit von *Heffnet* und *Wade* [1] hingewiesen. Im folgenden werden lediglich Grundlagen zum Verständnis gegeben, um dann an Hand eines Beispiels auf praktische Hinweise zur Einstellung eines parametrischen Geradeausverstärkers einzugehen und die verschiedenen Typen der Reaktanzverstärker vorzustellen.

Die nichtlineare Kapazität oder auch Induktivität ist ein wichtiges Bauelement des Reaktanzverstärkers. Da jedoch reine Blindwiderstände nicht rauschen, ist zumindest theoretisch das Rauschen eines derartigen Verstärkers gleich 0. In der Praxis werden Werte unter 1 dB erreicht. Als nichtlineare Kapazität dient die spannungsabhängige Sperrschichtkapazität einer Diode oder des pn-Übergangs, z. B. der Basis-Emitter-Strecke eines HF-Transistors, wobei praktisch ausschließlich im Sperrbereich gearbeitet wird. Verstärker für Höchstfrequenzbereiche mit nichtlinearer Induktanz sind kaum bekannt geworden.

Es bestehen vielfach noch Schwierigkeiten, diese Verstärkerart zu verstehen. Deshalb sei ein altbekanntes Modell wiedergegeben [2]. Die Resonanzschwingung eines angeregten Schwingkreises erfolgt durch wechselseitige Umladung der als Ladungsspeicher wirkenden Kapazität und Induktivität. Die Speicherfähigkeit eines Kondensators ist seiner Größe direkt proportional. Verkleinert man die Kapazität plötzlich, so kann die gespeicherte Ladung abgegeben werden. Tut man dies während des Strommaximums im Schwingkreis, so verstärkt sich der Kreisstrom ins-

gesamt, wenn man den Kondensator während des Nulldurchgangs wieder vergrößert. Der Kondensator wird in unserem Modell mit der doppelten Kreisfrequenz des Schwingkreises umgeschaltet. Wir erzielen eine Leistungsverstärkung. Diese Leistung wird dem Steuersignal (Pumpsignal) des Kondensatorumschalters entzogen.

Obwohl dieses Modell die Wirkungsweise eines kapazitiven Reaktanzverstärkers anschaulich beschreibt, sei darauf hingewiesen, daß Pump- und Eingangssignal nicht synchronisiert werden müssen bzw. die Einhaltung der dargestellten Phasenverhältnisse nicht erforderlich ist.

Parametrische Verstärker kennt man als Auf- und Abwärtsmischer sowie als Geradeausverstärker. Die Grundschaltung (Bild 1) enthält stets

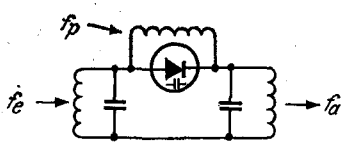


Bild 1
Grundschaltung des parametrischen Verstärkers (3 Kreise)

3 Kreise: bei den Konvertern für das Eingangssignal f_e, für das Ausgangs- (Misch-) Signal f_a sowie für die Pumpfrequenz f_p; bei den Geradeausverstärkern für das Eingangssignal f_e (gleicher Kreis für Ausgangssignal f_a), für die Hilfsfrequenz f_h (oft auch *Idler*-Frequenz genannt) und für das Pumpsignal f_p. Für den Sonderfall $f_p = 2f_e$ sind bei diesem Geradeausverstärker lediglich 2 Kreise erforderlich. Liegt die Pumpfrequenz über Eingangs-, Ausgangs- und Hilfsfrequenz, so läßt sich praktisch mit der Größe des Pumpsignals eine beliebige Verstärkung einstellen, die bis zur Selbsterregung getrieben werden kann. Dabei bleibt das Produkt aus Verstärkung und Bandbreite immer konstant. Lediglich in einem Aufwärtsmischer, wo die Pumpfrequenz zwischen Eingangs- und Ausgangsfrequenz liegt, und in einem Geradeausverstärker mit einer Pumpfrequenz zwischen Eingangs- und Hilfsfrequenz kann ein stabiler Arbeitspunkt eingestellt werden.

Eine Pumpfrequenz unterhalb der Signalfrequenz ermöglicht keine parametrische Verstärkung!

Nachstehend eine Aufstellung der bestehenden Möglichkeiten einer parametrischen Verstärkung:

$1 - f_p > f_a > f_e$ — *regenerativer parametrischer Aufwärtsmischer*, beliebige Verstärkung, konstantes Produkt Verstärkung × Bandbreite;

$2 - f_p > f_e > f_a$ — *regenerativer parametrischer Abwärtsmischer*, beliebige Verstärkung, konstantes Produkt Verstärkung × Bandbreite;

$3-f_a > f_p > f_e$	*parametrischer Aufwärtsmischer mit stabiler Leistungsverstärkung;*
$4-f_e > f_p > f_a$	*normaler Mischer mit Verlusten;*
$5-f_p > f_e > f_a$	*regenerativer parametrischer Geradeausverstärker,* beliebige Verstärkung, konstantes Produkt Verstärkung × Bandbreite, mehrdeutig;
$6-f_p > f_h > f_e = f_a$	*regenerativer parametrischer Geradeausverstärker,* beliebige Verstärkung, konstantes Produkt Verstärkung × Bandbreite;
$7-f_p > f_e = f_a > f_h$	*regenerativer parametrischer Geradeausverstärker,* beliebige Verstärkung, konstantes Produkt Verstärkung × Bandbreite;
$8-f_h > f_p > f_e = f_a$	*stabiler parametrischer Geradeausverstärker mit stabiler Leistungsverstärkung.*

Es gilt ganz allgemein wie bei üblichen Mischstufen:

$$f_a = f_p \pm f_e \quad \text{bzw.} \quad f_h = f_p \pm f_e \quad (\text{oder } f_a).$$

In der Schaltung muß stets ein Kreis für die *Idler*-Frequenz existieren. Der Fall 5 kann mehrdeutig sein, wenn die Pumpfrequenz nicht exakt der doppelten Signalfrequenz entspricht.

Das Rauschen der einzelnen Verstärkertypen ist einer gesonderten Betrachtung wert. Um dieses zu optimieren, sind bestimmte Voraussetzungen erforderlich. Beim Geradeausverstärker (Fall 5 bis 8) muß man die Antenne fest und den Ausgang schwach ankoppeln, außerdem ist ein hohes f_p/f_e-Verhältnis erwünscht. Der Wert 8 braucht nicht überschritten zu werden. Die Güte der Kreise und der Diode (s. u.) muß hoch sein. Für den Aufwärtsmischer (Fall 1 + 3) gelten die gleichen Voraussetzungen wie für Geradeausverstärker. Günstig ist in solchem Fall, wenn dem verstärkenden Aufwärtsmischer direkt ein Diodenmischer folgt, der wieder auf die Eingangsfrequenz umsetzt. Der Pumpgenerator liefert dann gleichzeitig das Oszillatorsignal des Diodenmischers. Bei einem f_p/f_e-Verhältnis von 8 kann man noch Rauschzahlen von 0,8 dB erzielen; für $f_p/f_e = 2$ liegen diese bei 2,5 dB.

Problematisch ist der regenerative Abwärtsmischer (Fall 2). Die Konzeption wäre zwar sehr günstig für die Anwendung. Um jedoch geringe Rauschspannungen zu erhalten, muß die Last sehr fest an den Ausgangskreis angekoppelt werden. Diese Belastung des Abwärtsmischers erfordert eine weitere Erhöhung der Pumpenergie, und damit steigen die Anforderungen an die Kapazitätsdiode bezüglich $\Delta C/C$ und Q. Da f_a/f_e sehr klein wird, ergibt sich auch eine sehr kleine Bandbreite, und die Verstärkung ist instabil, so daß große Einstellschwierigkeiten auftreten.

Über die Kreuzmodulationsfestigkeit dieser Verstärker ist wenig bekannt. Einstrahlungen in die Pumpfrequenz sind auf jeden Fall zu vermeiden und zu unterbinden. Aus einer Information in dem Buch von

Tgeger [3] kann man jedoch schließen, daß ein Störsignal von 100 mV in der Nachbarschaft des Nutzsignals keine ernsten Probleme aufwirft.

In Sperrichtung betriebene Halbleiterdioden und pn-Übergänge von HF-Transistoren dienen im kapazitiven Reaktanzverstärker als Kapazitätsdioden. Ideale Reaktanzen liefern keinen Rauschbeitrag. Jedoch ist konstruktionsbedingt jeder Kapazitätsdiode im Höchstfrequenzbereich der Bahnwiderstand R_B des Halbleitermaterials in Serie geschaltet. Dieser entspricht dem dynamischen Wechselstromwiderstand in Durchlaßrichtung. Er liegt bei 0,5 bis 2,5 Ω.

Als Güte einer Diode bezeichnet man den Wert $Q = (\omega R_B C)^{-1}$. Sie soll groß sein. Eine Kapazitätsdiode hat die größte Güte bei ihrem kleinsten Kapazitätswert, also bei einer Vorspannung in der Nähe der maximalen Sperrspannung. Als eine weitere Forderung soll die Kapazitätsdiode während des Pumpbetriebs eine möglichst große Kapazitätsänderung $\Delta C/C$ ermöglichen. Im Hinblick auf diese beiden Kriterien können schnelle, diffundierte Si-Schalterdioden mit sehr kleinem Serienwiderstand als vorzügliche Kapazitätsdioden für Reaktanzverstärker bezeichnet werden. Eine hohe Sperrspannung erscheint günstig. Die Gehäusekapazität soll gering sein. Gleichrichterdioden sind nicht zu empfehlen. Um einen Verstärker mit einer Rauschzahl von 1 dB bei 144 MHz bzw. 435 MHz aufzubauen, muß die ausgesuchte Diode bei 200 MHz eine Güte von mindestens 36 bzw. 108 aufweisen. Das f_p/f_e-Verhältnis hat in diesem Fall den Wert 9.

Für experimentelle Untersuchungen und um das Gebiet der parametrischen Verstärkung kennenzulernen, eignet sich am besten der Geradeausverstärker. In [2] sind Aufbau und Justierung eines solchen Verstär-

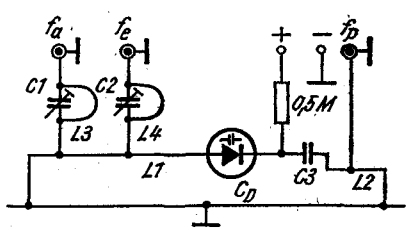


Bild 2 Schaltung des 144-MHz-Reaktanzverstärkers
C 1, C 2 3 bis 30 pF, Glimmer-Preßtrimmer
C 3 150 pF, Silber-Glimmer-Koppelkondensator
L 1 1,6 mm Kupferstreifen, 25,4 mm × 482 mm, in 12,7 mm Abstand, Abgriff für Eingang bei 63,4 mm und für Ausgang bei 19 mm vom kalten Ende
L 2 0,4 mm Kupferstreifen, 19 mm × 11,4 mm, Abstand 1,6 mm
L 3, L 4 0,4 mm Kupferstreifen, 6,6 mm × 39,6 mm, U-förmig für Trimmer nach Bild 4
C_D Kapazitätsdiode

kers (Fall 6) eingehend beschrieben. Die Darstellung ist klar und eindeutig, so daß es gerechtfertigt erscheint, diesen Beitrag zu referieren. Andererseits erleichtern die umfassenden Hinweise die Einstellung derartiger Verstärker, so daß am Ende der Erfolg steht. Bei einem regenerativen parametrischen 144-MHz-Geradeausverstärker wird die Tatsache genutzt, daß Kreiselemente, wie Wellenleiter und Koaxialleiter, nicht nur auf ihrer Grundwelle in Resonanz sind, sondern auch eine Parallelresonanz bei ungeraden Harmonischen haben. Dadurch stellt der Eingangskreis (= Ausgangskreis) gleichzeitig auch einen resonanten Kreis für die Hilfs-(*Idler*-) frequenz dar.

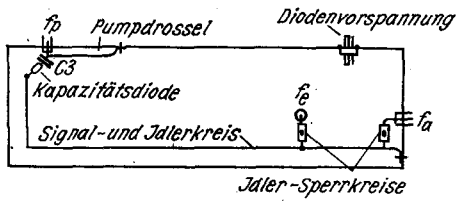


Bild 3 Aufbau des Verstärkers; es sind der L-förmige Eingangskreis, die Ein- und Ausgangszapfungen sowie die Pumpdrossel eingezeichnet. Die Vorspannungszuleitung zur Diode sowie der Vorwiderstand sind der besseren Übersicht wegen nicht eingezeichnet

Bild 2 zeigt die Schaltung, Bild 3 den mechanischen Aufbau. Der L-förmige Kupferstreifen L 1 wirkt als Signal- und Hilfskreis. Der schmale Kupferstreifen L 2, genannt Pumpdrossel, ist für die Pumpfrequenz von etwa 900 MHz ein Viertelwellenleiter mit hoher Impedanz, bildet dagegen für das Eingangssignal eine kleine Impedanz, so daß dieses an der Kapazitätsdiode voll ansteht. Die Schaltung enthält außer der Diode keine Abstimmkondensatoren, so daß deren Kapazitätshub voll genutzt werden kann. Der Koppelkondensator C 3 trennt die Diodenvorspannung vom Massekurzschluß. Das Eingangssignal ist fest an den Schwingkreis gekoppelt (in bezug auf Masse hochliegende Anzapfung),

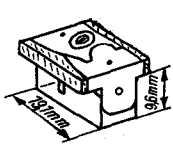


Bild 4 Hilfs-(Idler-)frequenz-Sperrkreis; der Glimmer-Preßtrimmer 3 bis 30 pF wird mit dem Kupferstreifen 39,6 mm auf die Idler-Frequenz von 750 MHz abgestimmt

während das verstärkte Signal nur schwach ausgekoppelt (tiefliegende Anzapfung) wird. Ein- und Ausgang haben Sperrkreise (!) für die Hilfsfrequenz (Bild 4). Sie sind auf 750 MHz abgestimmt.

Einige zum erfolgreichen Arbeiten des Verstärkers erforderliche Feinheiten wurden der Übersichtlichkeit halber nicht eingezeichnet: die Alu- oder Messingbox, in die der Verstärker eingebaut wird, die Entkopplung der Gleichspannungszuführung, die koaxialen Stubs zur optimalen Einspeisung der Pumpleistung.

Die Schaltung ist der verwendeten Diode anzupassen. Die Kreisdimensionen entsprechen einer Diodenkapazität von 0,6 pF. Bei kleinerer Diodenkapazität muß der Kreis L 1 verlängert, bei größerem C verkürzt werden. Versäumt man dies, so kann unter Umständen die Vorspannung ungünstige Werte annehmen und das Pumpsignal die Diode in den Durchlaßbereichen durchsteuern oder die Sperrspannung überschreiten.

Zunächst sollte man die Kreise bei gewünschter Diodenvorspannung mit dem Griddipper abgleichen. Dabei ist zu beachten, daß beim Zuschalten der Signalquelle und des Pumpgenerators Änderungen der Resonanzfrequenz auftreten. Dioden können in Serie geschaltet werden. Eine Parallelschaltung ist wegen komplexer Resonanzmöglichkeiten zu vermeiden.

Die Pumpquelle muß nicht quarzstabilisiert sein. Frequenzänderungen sollten jedoch unter 1 MHz liegen. Zweckmäßig ist ein Pumpgenerator, der sich zwischen 150 MHz und 900 MHz durchstimmen läßt. Eine regelbare Leistung von 0,5 W reicht aus. Die Diodenvorspannung entnimmt man zweckmäßig Trockenbatterien über einen hochohmigen Spannungsteiler. Eine Feinregelung ist vorzusehen.

Der Abgleich eines parametrischen Verstärkers dürfte für den Anfänger schwierig sein, er wird jedoch wesentlich erleichtert und von Erfolg gekrönt, wenn man nachstehenden Abgleichplan einhält (dazu sind ein Signalgenerator und ein 2-m-Empfänger mit S-Meter erforderlich).

1 — Bei angeschlossenem Signalgenerator und 2-m-Empfänger wird die Diodenvorspannung auf den halben Sperrspannungswert eingestellt und der Pumpgenerator ohne eingeschaltete Anodenspannung angeschlossen.

2 — Man justiere den Signalgenerator auf wenige S-Stufen über Rauschen.

3 — Bei Veränderung der Diodenvorspannung soll auf dem S-Meter ein Maximum zu finden sein. Im anderen Fall muß der Verstärker mit dem Grid-Dip-Meter nachgeglichen werden. Mit Veränderung der Diodenvorspannung soll der Verstärker einen großen Abstimmbereich haben.

4 — Bei kleiner Pumpleistung wird jetzt der Pumpgenerator durchgestimmt. Für eine oder mehrere Pumpfrequenzen steigt das S-Meter an. In diesen Fällen entspricht die Pumpfrequenz der Summe des Eingangssignals mit einer Hilfs-(*Idler*-)frequenz.

5 — Ist nach Schritt 4 alles in Ordnung, so sollte die Verstärkung bis zum Schwingungseinsatz erhöht werden. Das geschieht, indem man die Pumpleistung langsam vergrößert, wobei gleichzeitig Pumpfrequenz und Diodenvorspannung nachgestellt werden müssen, damit sich die S-Meteranzeige verstärkt. Beide Justierungen beeinflussen einander, da bei Variation der Diodenvorspannung die Resonanzfrequenz von Eingangs- und Hilfs-(*Idler*-)kreis verändert werden.

6 — Jetzt justiert man die Hilfs-(*Idler*-)frequenz-Sperrkreise bei einer festen Pumpleistung auf maximale Verstärkung. Auch dabei beeinflußt der Abgleich die anderen Einstellungen, so daß man diese laufend korrigieren muß.

7 — Wenn die Anordnung ins Schwingen gerät oder sehr hoch verstärkt, soll der Signalgenerator abgeschaltet werden. Dabei hat man sich zu vergewissern, daß die Verstärkung ausreichend ist und ein Rauschsignal gemessen wird, das 15 bis 20 dB über dem Rauschen liegt, was bei vollständiger Verstimmung der Kreiselemente normal ist.

Jetzt kann man die Rauscheigenschaften des regenerativen parametrischen Geradeausverstärkers mit einem Rauschgenerator messen. Dabei ist zu beachten, daß nachgestimmt werden muß, wenn die neuen Impedanzen sich beträchtlich von der Impedanz des Signalgenerators unterscheiden.

Gelingt es nicht, während des Schrittes 5 eine ausreichende Verstärkung zu erzielen, so ist es gut, die Kopplung des Signalgenerators zu verringern. Tritt dann die gewünschte Verbesserung auf, so bedeutet dies: Es wurde eine schlechte Diode benutzt oder eine zu geringe Pumpleistung verwendet. In diesem Fall versuche man, den Signalgenerator und den Empfänger schwächer anzukoppeln oder die Diodenvorspannung herabzusetzen, so daß $\Delta C/C$ größer wird. Letzteres geschieht auf Kosten der Diodengüte. Auch eine Vergrößerung der Diodenvorspannung ist sinnvoll. Ein Überschreiten der Sperrspannung durch das Pumpsignal muß jedoch vermieden werden.

Als Faustregel sollte man sich merken, daß ein geringes Verstärkerrauschen nur bei fester Kopplung des Signalgenerators bzw. der Antenne erzielt wird. Der Empfänger darf nur schwach angekoppelt werden. Ist diese Kopplung jedoch zu gering, so besteht die Möglichkeit einer Selbstregelung, und die Arbeitsweise des Verstärkers wird instabil. Weiterhin muß man darauf achten, daß die Pumpfrequenz keine direkte Vielfache des Eingangssignals ist oder zu nahe dabei liegt, da die auftretende Mehrdeutigkeit (vgl. Fall 5) Anlaß zu neuem Rauschen sein würde.

Zum Schluß sei darauf hingewiesen, daß Impedanzänderungen der Antenne durch Wind, Regen und andere Umgebungsfaktoren die Stabilität des Verstärkers beeinflussen. In solchem Fall greift man besser zum stabilen Aufwärtsmischer (Beispiel 3). Bei Glasdioden ist zu empfehlen,

diese gegen einfallendes Kunstlicht zu schützen, da unter Umständen ein 100-Hz-Brumm auftreten kann.

Nach [2] erzielt man bei Verwendung der Dioden *MA-460 A, S 266 G, 1 N 660* und *DR-303* Rauschzahlen zwischen 0,6 und 0,85 dB. Leider stehen dem Autor dieser Zeilen keine Diodenvergleichslisten zur Verfügung.

Literatur

[1] *Heffnet, H., Wade, G.,:* Gain, Bandwidth and Noise Characteristics of the Varable Parameter Amplifier, J. appl. Physics **29** (1958) Nr. 9 (September)

[2] *Batemann, R., W440; Bain, W. F., W4LTU:* New Thresholds in V. H. F. and U. H. F. Reception. QST 42 (1958) Nr. 12 und QST 43 (1959) Nr. 1,2 und 3

[3] *Taeger, W.*: Dioden-Schaltungstechnik, S. 105, Radio-Foto-Kinotechnik GmbH Berlin-Borsigwalde 1967

Zur black-box

Die eigenartigen Effekte entstehen durch den fließenden Halbwellenstrom; eine gelegentliche Anwendung findet man in stromsparenden Heizkreisen von Allstromröhrengeräten. Das Dreheisen-, Thermoumformer- (oder Hitzdraht-) Instrument zeigt den „richtigen" Strom an. Drehspulinstrumente (mit Gleichrichter) geben den arithmetischen Mittelwert an und werden bei rein sinusförmigem Strom in Effektivwertangaben geeicht. Diese Bedingung ist beim Halbwellenstrom nicht mehr gegeben, da es sich um einen pulsierenden Gleichstrom handelt. Wer sich näher für diese Zusammenhänge zwischen Effektivwert (der die gemessene Leistungsaufnahme bestimmt) und arithmetischem Mittelwert interessiert, sei auf die angeführte Literatur verwiesen.

Bei der praktischen Erprobung muß man mit geringen Abweichungen der angeführten Werte rechnen (im wesentlichen durch die Abweichungen der Netzspannung von der idealen Sinusform bedingt). In geringerem Umfang wirken sich die Eigenschaften des jeweiligen Gleichrichtertyps aus; bei Selengleichrichtern ergeben sich allerdings größere Abweichungen.

Dieses Beispiel zeigt, daß auch beim Einsatz einfacher Meßgeräte vorherige Überlegungen und anschließendes kritisches Auswerten der Meßergebnisse weit wichtiger sind als etwa die Angabe von Multizet-Meßwerten mit 4stelliger „Genauigkeit".

Literatur

[1] *Bottke, E.:* Halbwellen-Heizstrom in Fernsehempfängern, Radio und Fernsehen 15 (1966), Heft 1, S. 5

[2] *Müller, D.:* Halbwellen-Heizstrom in seriengeheizten Empfängern, FUNKAMATEUR 1968, H. 6, S. 289

Brückenschaltung für den Frequenzvergleich

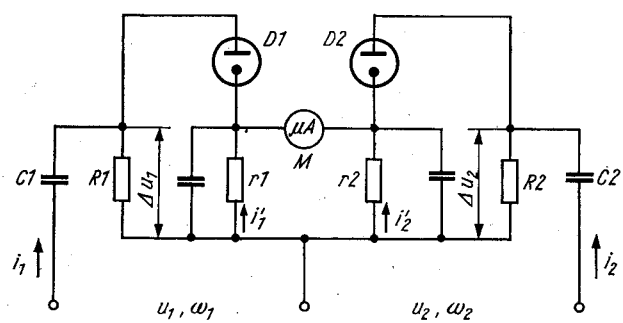
Dr. tech. Béla Magyari, Budapest

In der Elektroakustik besteht häufig die Aufgabe, 2 Frequenzen auf eine gegebene Verhältniszahl einstellen zu müssen; dabei können die Absolutwerte der Frequenzen bekannt oder auch unbekannt sein.

Solche Fälle kommen z.B. bei den Verhältniszahlen der natürlichen Tonintervalle vor, bei der Quint 2:3, bei der Sext 3:5, usw. Sind die Verhältnisse einfach geradzahlig, so lassen sich die erwünschten Frequenzverhältnisse einfach mit *Lissajous*-Figuren an einem Oszillografen einstellen.

Kann man das Verhältnis aber nicht auf diese Weise ausdrücken — wie etwa das $1:\sqrt[12]{2}$-Intervall der temperierten Skala — dann nützen die *Lissajous*-Figuren nichts bei der Einstellung, da sie nicht „stehen" und dadurch die Auswertung unmöglich wird.

Ähnlich verhält es sich, wenn als Zeitachse eine Sägezahnschwingung bekannter Frequenz angewendet und das Ablesen auf diese Weise versucht wird. Auch in diesem Fall steht die Figur nur bei bestimmten einfachen Verhältniszahlen. Eine wesentliche Erleichterung zur Lösung einer solchen Aufgabe bedeutet daher die in Bild 1 gezeigte Brückenschaltung, bei der eine Wechselspannungserscheinung auf eine Gleichstromanzeige zurückgeführt wird.



Aus dem Brückenaufbau ist die Arbeitsweise ohne weiteres ersichtlich: Die Spannungen $u\,1$ und $u\,2$ mit den Frequenzen ω_1 und ω_2 verursachen an den Gliedern C 1/R 1, bzw. C 2/R 2 die Ströme $i\,1$ und $i\,2$, vorausgesetzt, daß $R\ 1 \ll \frac{1}{\omega_1 C1}$, bzw. $R\,2 \ll \frac{1}{\omega_2 C2}$.

Die als Folge der Ströme $i\,1$ und $i\,2$ zustandekommenden Spannungsabfälle $\Delta u\,1$ und $\Delta u\,2$ wirken auf die beiden Dioden (D 1 und D 2). An den Katodenwiderständen $r\,1$ und $r\,2$ fallen die Gleichspannungen $r\,1\,i'\,1$, und $r\,2\,i'\,2$, ab. Sind diese gleich groß, so wird von dem empfindlichen Strommesser M der Wert Null angezeigt, d.h., $\Delta u\,1 = \Delta u\,2$ oder $i'\,1 = i'\,2$. Daraus ergibt sich bei Nullanzeige der Zusammenhang $\frac{i'1}{i'2} = 1$, vorausgesetzt, daß $r\,1 = r\,2$ und $R\,1 = R\,2$.

Ist $u\,1 = u\,2$ — dies kann man leicht prüfen — so ergibt sich als Forderung für den Brückenabgleich: $\frac{\omega_1}{\omega_2} = C\,2\,C\,1$. Damit aber wird man unabhängig von der Voraussetzung ganzzahliger Frequenzverhältnisse der *Lissajous*-Figuren, denn die Einstellung des C 2/C 1-Verhältnisses auf eine beliebige Verhältniszahl hat man ja nun völlig in der Hand.

Ein wesentlicher Vorteil der Schaltung besteht darin, daß die Absolutwerte der Frequenzen bei der Messung keine Rolle spielen, d.h., solange das Verhältnis C 1/C 2 nicht verändert wird (bei $u\,1 = u\,2$), stellt sich der Brückenabgleich ungeachtet der tatsächlichen Werte von ω_1 und ω_2 stets bei gleichem Verhältnis ein. Vorteilhaft ist außerdem die Spannungsunabhängigkeit der Schaltung, da die einzige Bedingung $u\,1 = u\,2$ leicht gemessen sowie einfach eingehalten werden kann und die tatsächlichen Werte von u 1 bzw. u 2 die Messung nicht beeinflussen.

Die Brücke ermöglicht vielerlei Messungen:

1 — *Identifizierung von 2 Frequenzen*
Bei der Messung ist $C\,1 = C\,2$, und ω_1 oder ω_2 wird solange verändert, bis sich der Brückenabgleich einstellt. Die Absolutwerte von C 1 und C 2 sind unwichtig, solange $R\,1 \ll \frac{1}{\omega_1 C\,1}$ bzw. $R\,2 \ll \frac{1}{\omega_2 C\,2}$.

2 — *Bestimmung des Verhältnisses von 2 unbekannten Frequenzen*
Die Kapazität C 2 wird solange verändert, bis Brückenabgleich erreicht ist. In diesem Fall wird $\frac{\omega_2}{\omega_1} = \frac{C\,1}{C\,2}$.

3 — *Einstellung von 2 Frequenzen auf ein gegebenes Frequenzverhältnis*
Das Verhältnis C 1/C 2 wird vorher eingestellt; danach sind ω_1 und ω_2 solange zu verändern, bis das Anzeigeinstrument auf 0 zu stehen kommt.

4 — *Bestimmung von Frequenzwerten*
Ist eine von den beiden Frequenzen ω_1 bzw. ω_2 bekannt (etwa die 50-Hz-Netzfrequenz), so beträgt bei Brückenabgleich die andere Frequenz:

$\omega_1 = \left(\frac{C\,2}{C\,1}\right) \cdot 314$. Mit 2 NF-Generatoren, deren Frequenzen geeicht sind, können Kapazitätswerte bestimmt werden, wobei sich jedoch diese auch einfacher ermitteln lassen.

Fall 3 hat besonders praktische Bedeutung beim Stimmen von Musikinstrumenten, wo bei der Einstellung von Tonintervallen gleichmäßiger Schwebung bis heute noch die Stimmgenauigkeit vom Gehör der abstimmenden Person abhängt. Aus dem Brückenaufbau folgt, daß man gerade bei der Einstellung kleiner Intervalle besonders hohe Genauigkeit erreicht.

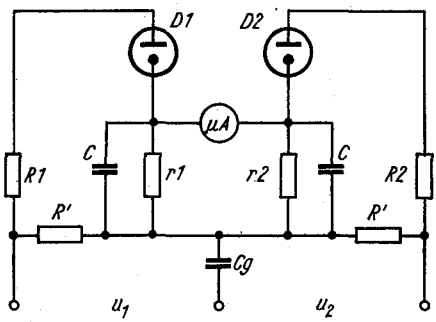
In der beschriebenen Ausführung konnte sogar für das Verhältnis $\omega_1 : \omega_2 = 1 : 50$ eine Genauigkeit von nur wenigen Prozent erreicht werden, begonnen bei der höchstpräzisen Messung der kleinen Intervalle. Ein Frequenzverhältnis von 1:50 ließe sich mit einem Oszillografen auch bei stehendem Bild nur schwer auswerten.

Die Anordnung eignet sich besonders gut zur genauen Messung der temperierten Skala, da diese sich praktisch automatisch überprüft. Die Messung ist wie folgt durchzuführen:

Die beiden Kondensatoren werden sehr genau abgeglichen (C 1 = C 2 = C), so daß man $\omega_1 = \omega_2$ messen kann. Dem einen Kondensator wird nun mit einem Schalter eine kleine Kapazität von $\Delta C = C \sqrt[12]{2} - 1$ parallelgeschaltet. Dadurch läßt sich das temperierte Halbtonintervall einstellen. Nun wird die Zusatzkapazität ΔC abgeschaltet und die bisher unverändert gelassene Frequenz auf den schon verminderten Frequenzwert gestellt. Durch wiederholtes Einschalten der Kapazität ΔC erreicht man den nächsten Halbton usw. Nach dem 12. Schritt kann die Grundfrequenz und die Oktave überprüft werden. Das läßt sich am Oszillografen mit *Lissajous*-Figur, an der Brücke mit dem Verhältnis C 2 = 2 C 1 oder auch mit dem Gehör — das für das Oktavverhältnis besonders empfindlich ist — durchführen.

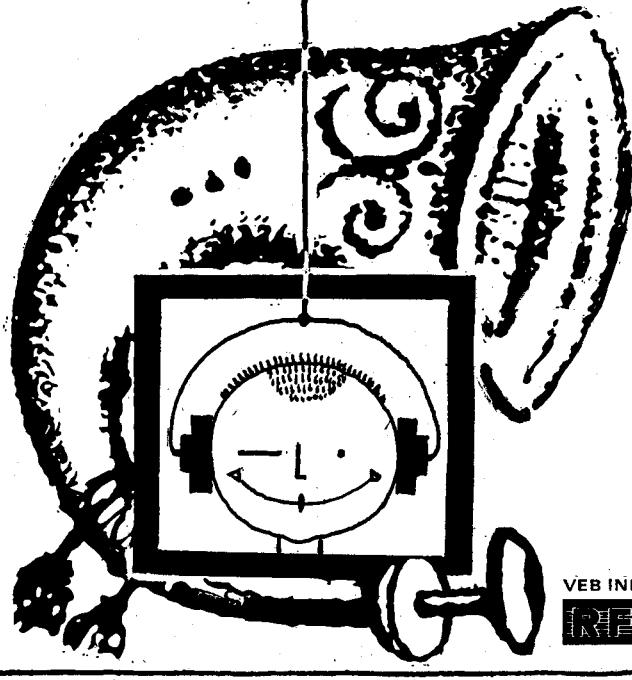
Die Brauchbarkeit des Geräts läßt sich mit Verstärkern für u 1 und u 2 noch erhöhen, denn dadurch wird die Messung von der Tonquelle unabhängig. Die Überwachung der Spannungen u 1 und u 2 kann mit der Brückenschaltung nach Bild 2 erfolgen. Die Brücke ist aus 2 Diodengleichrichtern und 6 Widerständen aufgebaut. Sind beide Spannungen gleich groß, so zeigt das Anzeigeinstrument M auf 0, da die Spannungsabfälle an den beiden Widerständen r 1 und r 2 dann ebenfalls gleich sind.

Die beiden Kondensatoren C müssen unbedingt vorgesehen werden, weil ohne diese bei einem Frequenzverhältnis 1:1 — das häufig vorkommt — eine starke Schwebungserscheinung die genaue Einstellung der 0-Stellung erschwert. Ihre Größe ergibt sich bekannterweise aus dem Produkt $C \cdot r$. Die Kapazität Cg — die den Meßkreis vom Generator trennt — soll einige Mikrofarad betragen.



Die Widerstände R' dürfen die Niederfrequenzgeneratoren nicht sehr belasten, deshalb wird $R' \gg \frac{1}{\omega C_g}$ empfohlen. Durch diese Ergänzung ist es möglich, auch während der Messung die Spannungen $u\,1$ und $u\,2$ zu überwachen, wodurch die Meßgenauigkeit wesentlich erhöht wird.

Im angeführten Beispiel konnte nach 6 Ganztonschritten die Oktavstufe 440/880 Hz mit einer Differenz von 0,25 Hz bestimmt werden, das bedeutet eine Genauigkeit von $3 \cdot 10^{-4}$. Diesen Unterschied kann das menschliche Gehör als Schwebung nicht mehr wahrnehmen.



Gute Nachricht für Bastler und Funkamateure

Seit vielen Jahren ist unser Spezialgeschäft der erfahrene und verläßliche Partner für Bastler und Funkamateure.

Wir liefern Ihnen u. a.
- Schwingquarze
- Sende- und Spezialröhren
- Meßinstrumente
- und verschiedene andere Spezialteile.

Fachfiliale „Funkamateur“
801 Dresden, Ernst-Thälmann-Str. 9
Telefon 40272

VEB INDUSTRIEVERTRIEB RUNDFUNK UND FERNSEHEN

RFT RADIO-*television*

Tips für die Morseausbildung

Die Militärfunker unserer Nationalen Volksarmee haben verantwortungsvolle Aufgaben zu erfüllen. Sie müssen zu jeder Zeit und auch unter schwierigsten Bedingungen Funkverbindung sicher herstellen. Es ist deshalb klar, daß sie die für den Dienst als Militärfunker erforderlichen Kenntnisse und Fertigkeiten beherrschen müssen. Junge Menschen, die ihren künftigen Wehrdienst in einer Nachrichteneinheit der NVA leisten wollen, sollten darum an der Nachrichtenausbildung der Gesellschaft für Sport und Technik (GST) teilnehmen. In der vormilitärischen Ausbildung für die Laufbahn „Tastfunker der NVA" erwirbt sich der Jugendliche solche Grundkenntnisse und Fertigkeiten, daß er nach kurzer Ausbildung in der NVA schon als Funker innerhalb eines Funktrupps eingesetzt werden kann. Das Programm der vormilitärischen Nachrichtenausbildung ist als einheitlicher Prozeß von politisch-ideologischer und fachlicher Bildung und Erziehung gestaltet. Zu dem zeitintensiven Ausbildungsteil gehört der Unterricht im Geben und Hören, also das Erlernen des Morsens. Dafür sind im Ausbildungsprogramm der GST insgesamt 81 Stunden vorgesehen. Dieser Umfang erfordert eine gutorganisierte Ausbildung, wenn die Zielstellung erreicht werden soll. Neben dem Unterricht in der Gruppe sind deshalb zur individuellen Qualifizierung auch Magnetbandgeräte sowie die zentralen und die Bezirks-Morseübungssendungen zu nutzen. Der Hauptanteil des Unterrichts wird natürlich in der Gruppe durchgeführt. Dazu muß der Ausbildungsraum zweckentsprechend gestaltet und mit einer Morseübungsanlage ausgerüstet sein. Vorteilhaft ist der Einsatz des Funkpults 10, mit dem alle Ausbildungsvarianten durchgeführt werden können. Aber eine solche Morseübungsanlage kann man sich auch selbst bauen, wobei in [1] und [2] genügend Anregungen zu finden sind.

Die Morseausbildung beginnt mit den vorbereitenden Übungen zum Geben. Dazu gehören die richtige Sitzweise am Arbeitsplatz, das Handhaben der Taste und das richtige Einstellen des Tastenhubs (Kontaktabstand 1,0 bis 1,2 mm). Dann folgt das Geben kurzer Zeichen (Punkte), wobei die Ausbildungsgruppe im gleichen Rhythmus dieses Zeichen gibt. Unterscheiden muß man dabei die Synchronmethode und die Pausen-

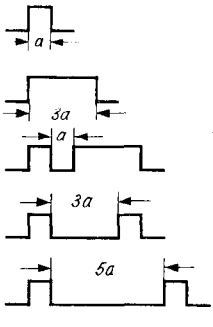


Bild 1 *Zeichen- und Pausenlängen bei Morsezeichen, Grundeinheit ist die Länge des kurzen Zeichens (Punkt)*

zeichenmethode. Bei der Synchronmethode gibt die Ausbildungsgruppe synchron zu dem vom Ausbilder vorgegebenen Rhythmus, der Mithörton ist abgeschaltet. Dagegen werden bei der Pausenzeichenmethode die vom Ausbilder gegebenen Morsezeichen in seinen Gebepausen durch die Ausbildungsgruppe wiederholt. Hierbei ist der Mithörton erforderlich, damit der Schüler seine gegebenen Morsezeichen mit denen des Ausbilders vergleichen kann. Für diese Übungen sollte ein Magnetbandgerät eingesetzt werden, da sich dann die Schüler besser kontrollieren lassen. Diese vorbereitenden Übungen werden fortgesetzt mit dem Geben langer Zeichen, dem Geben mehrerer kurzer und langer Zeichen sowie mit dem Geben der Übergänge von kurzen zu langen Zeichen und umgekehrt. Als letzte Übung folgt dann das Geben von ununterbrochenen Varianten, bei denen kurze und lange Zeichen gemischt aufeinander folgen. Alle diese Übungen werden in einem langsamen Tempo durchgeführt, kurze Zeichen je s, langes Zeichen je s. Erst wenn die Schüler diese Gebeübungen sicher beherrschen, kann man mit dem Erlernen der Morsezeichen beginnen.

Tabelle; Ablauf der Morseausbildung

Etappe	Geben und Hören
1.	e, i, t, m, 5
2.	s, o, h, 8, 0
3.	a, n, d, w, 9
4.	q, f, k, r, 3
5.	u, g, ä, c, 7
6.	b, j, v, ö, 2
7.	y, l, z, ü, 1
8.	p, x, 4, 6
9.	!, ', —
10.	/, (), .

Bild 2 In der Klasse wird das Morsen erlernt, ...

Gebeausbildung und Hörausbildung werden beim Erlernen der Morsezeichen parallel durchgeführt. Für die Reihenfolge der Morsezeichen beim Erlernen sollte man sich an die in der Tabelle angegebenen Etappen halten, die sich in der Praxis bewährt haben. Beim Geben ist besonders auf das Einhalten der Zeichen- und Gruppenabstände zu achten; dazu sind alle Ausbildungs- und Übungstexte in Fünfergruppen zusammenzustellen. Wie schon bei den vorbereitenden Übungen wird auch das Erlernen der Morsezeichen im Gruppenverband durchgeführt, wobei Synchron- und Pausenzeichenmethode angewendet werden. Das individuelle Hören und Geben dient später vor allem zur Erhöhung des Gebe- und Hörtempos.

Bei der Hörausbildung sind besonders zwei Schwierigkeiten zu beachten. Einmal müssen die Schüler dazu erzogen werden, daß sie das Morsezeichen nicht als Folge von Punkten und Strichen ansehen, sondern vielmehr das einzelne Morsezeichen als ein bestimmtes Klangbild aufnehmen. Deshalb muß der Ausbilder von Anfang an das Morsezeichen schnell geben. Zum anderen sollte man besondere Schreibübungen durchführen, damit auch bei höherem Tempo noch die gehörten Morsezeichen mitgeschrieben werden können. „Übung macht den Meister" — so auch beim Erlernen der Morsezeichen. Und ein beharrlich durchgeführtes Training bringt dann die gewünschte Temposteigerung beim Geben und Hören. Nun erscheint aber vielen Schülern die Morseausbildung als sehr langweilig, dadurch erreichen manche nicht die Zielstellung oder verlassen die Ausbildung vorzeitig. Deshalb sind viel mehr alle schaltungstechnischen Möglichkeiten einer Morseübungsanlage auszunutzen. Da ein gleichbleibender Mithörton sehr schnell zur Ermüdung führt, sollte man die Frequenz des Tongenerators umschaltbar auslegen (z. B. 400/600/800/1000 Hz). Beim Üben lassen sich z. B. die Plätze zeitweise so schalten, daß immer 2 Schüler miteinander

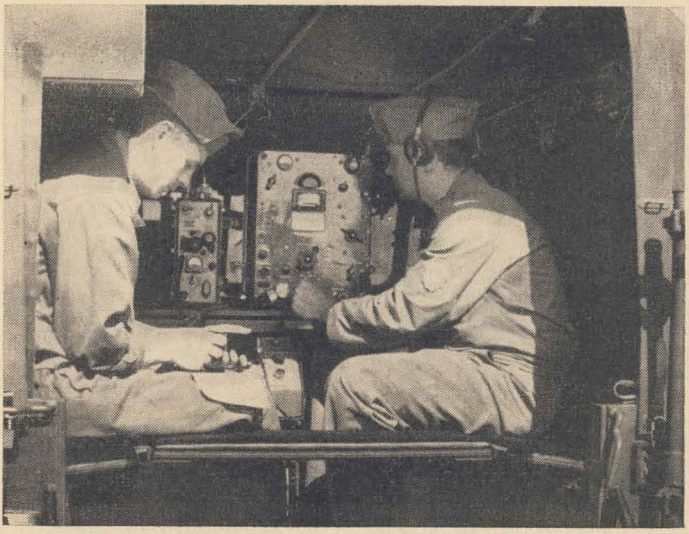


Bild 3 ... um dann an der Funkstation sicher und verantwortungsbewußt arbeiten zu können

Morsezeichen austauschen können. Eine weitere Möglichkeit besteht darin, daß dem Mithörton Geräusche beigemischt werden, die man einem KW-Empfänger entnimmt oder die auf einem Magnetbandgerät zur Verfügung stehen. Zur Abwechslung läßt sich die Morseausbildung auch kombinieren mit der Erläuterung der Regeln des Funkbetriebsdienstes, dem Erlernen der Buchstabierweise und der wichtigsten Verkehrsabkürzungen. Es wird also immer vom Ausbilder abhängen, wie abwechslungsreich und interessant er die Ausbildung gestaltet. Als oberstes Gebot gilt es, stets den Grundsatz zu beachten:

„Sicherheit und Qualität gehen vor Schnelligkeit".

Schu.

Literatur

[1] *Oettel, R.:* Transistormorsegeräte, Der junge Funker, Deutscher Militärverlag, Berlin 1964

[2] *Oettel-Schlenzig:* NF-Funkgeräte für kurze Strecken, Originalbauplan Nr. 14, Deutscher Militärverlag, Berlin 1969

[3] Ausbildungsprogramm „Vormilitärische Ausbildung für die Laufbahn Tastfunker der NVA", ZV der GST, 1969

[4] Anleitung zur Funkausbildung 27/69, Ministerium für Nationale Verteidigung, 1969

MMM-Kaleidoskop: Exponate der NVA

Der Ausstellungsteil der Nationalen Volksarmee entwickelte sich in der 12jährigen Geschichte der *Messe der Meister von Morgen* zu einem festen Bestandteil dieser Leistungsschau junger Neuerer. Auch an der XII. MMM in Berlin beteiligten sich die Neuerer der NVA mit einem repräsentativen Ausstellungsteil. Mit ihren Exponaten legten die jungen Armeeangehörigen Zeugnis ab über ihre schöpferische Initiative zur Erhöhung der Kampfkraft unserer Armee im 20. Jahr der Deutschen Demokratischen Republik. Besonders fiel die Komplexität der vorgestellten Lösungen und die verbesserte Qualität der Exponate auf. Die Ursache dafür ist, daß die sozialistische Gemeinschaftsarbeit zur Hauptform der Arbeit wurde (43 der 48 Exponate waren Kollektivleistungen; insgesamt beteiligten sich 277 Neuerer an der Entwicklung und Anfertigung der Exponate). Das Ergebnis: 6 Neuererkollektive und Einzelneuerer erhielten die *Medaille für hervorragende Leistungen in der Bewegung der Messe der Meister von Morgen* (eine erstmals auf der XII. MMM verliehene staatliche Auszeichnung).

Huggy, unser Elektronenrabe, inspizierte als (nicht registrierter) 180001ter Besucher den Ausstellungsteil der NVA und pickte wiederum einige Exponate für die Leser des *Elektronischen Jahrbuches* heraus.

1. Gerät zum Zählen beliebiger, markierter, bewegter Gegenstände

Neuererkollektiv Gefreiter *Preppernau*

Mit dem in Bild 1 (rechts) gezeigten Gerät können bewegte Gegenstände (z.B. Fahrzeuge), die mit einem kleinen und billigen (mit Basteltransistoren etwa 10,— M) Sender (Bild 1 links) ausgestattet sind, gezählt werden. Dabei lassen sich gleichzeitig bis zu 4 Kategorien bewegter Gegenstände zählen, sofern die zu zählenden Gegenstände mit unterschiedlichen Sendern ausgerüstet wurden. Die kleinen Sender arbeiten auf der Frequenz 27,1 MHz und haben eine Reichweite von maximal 10 m

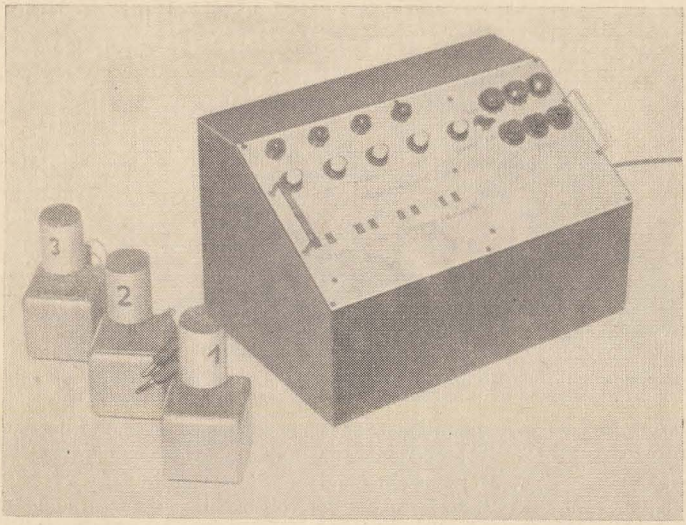


Bild 1 Gerät zum Zählen beliebiger markierter und bewegter Gegenstände

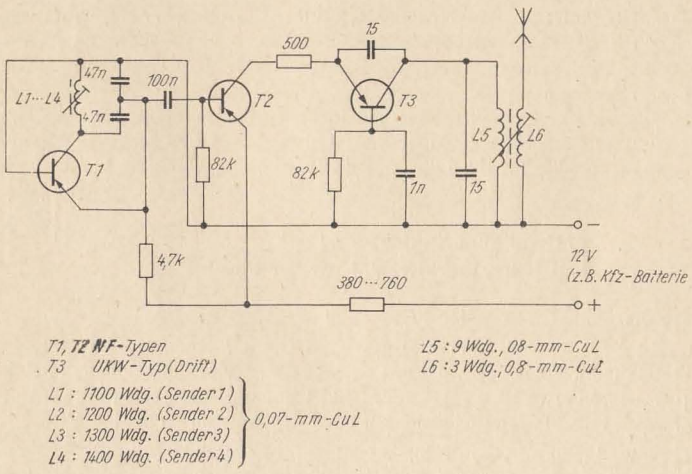


Bild 2 Schaltung des 27,1-MHz-Senders

(Stromlaufplan s. Bild 2). Das Empfangs- und Zählgerät besteht aus einem Pendelaudion mit nachgesetzten Selektivstufen und Zähldekaden.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 20 Neubrandenburg, PSF 6369 N.

2. Universalmeß- und Prüfgerät

Neuererkollektiv Oberwachtmeister *Höbner*

Für die Wartung und Instandhaltung der Nachrichtentechnik, besonders unter feldmäßigen Bedingungen, werden universell verwendbare Meß- und Prüfgeräte benötigt. Das vom Neuererkollektiv Oberwachtmeister *Höbner* entwickelte Universalmeß- und Prüfgerät (s. Bild 3) ist

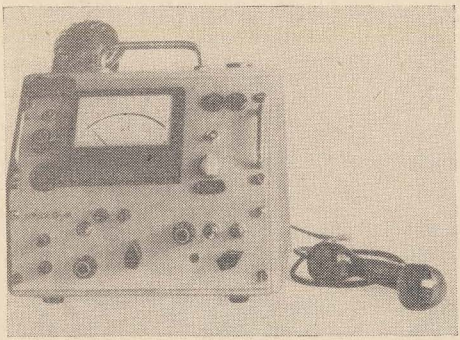


Bild 3
Universalmeß- und-prüfgerät

besonders für Kontrollen und Messungen an strukturmäßiger Drahtnachrichtentechnik geeignet. Es beschleunigt die periodisch durchzuführenden Normwertkontrollen und die Eingrenzung von Fehlern.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 20 Neubrandenburg, PSF 6369 N.

3. Stromregelungs-Abschaltautomatik für Ladestationen

Neuerer Soldat *Taeger*

Das in Bild 4 dargestellte Gerät regelt den Ladestrom entsprechend dem Ladezustand des jeweiligen Sammlers. Damit werden Über- bzw. Unterladungen sowie daraus resultierende Schäden vermieden, die meist die Lebensdauer der Sammler erheblich beeinträchtigen. Die vom Soldaten

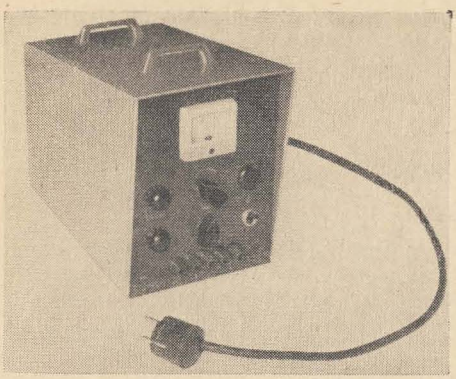


Bild 4
Automatisches Ladegerät

Taeger entwickelte Automatik schränkt die Tätigkeiten des Ladewarts während des Ladevorgangs stark ein.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 1158 Berlin, PSF 9633.

4. Dauerprüfeinrichtung für Nachrichtentechnik *(APE-8)*

Neuererkollektiv Leutnant *Schulz*

Die in Bild 5 dargestellte Einrichtung ermöglicht die Dauerprüfung kompletter Nachrichtengeräte bzw. einzelner Blöcke (z. B. Empfänger,

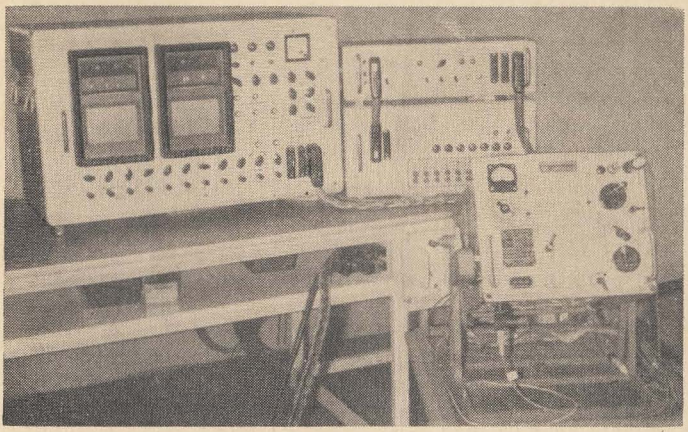


Bild 5 Dauerprüfeinrichtung (rechts unten eine Sendersteuerstufe als „Prüfling")

Steuerstufen usw.). Dabei lassen sich gleichzeitig bis zu 8 Parameter automatisch messen und registrieren. Während der Messung können entsprechend einem vorher zu wählenden Programm die Betriebsbedingungen des Prüflings (wie Betriebsspannung, Umgebungstemperatur usw.) geändert werden.

Die Einrichtung beschleunigt die Fehlersuche bei Aussetzfehlern erheblich und erhöht die Betriebssicherheit instandgesetzter Nachrichtentechnik (besonders durch Vermeiden von Frühzeitausfällen nach planmäßiger Instandsetzung).

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, PSF 9757

5. Funk-Fernschreib-Polygon *(FsP-20)*

Neuererkollektiv Hauptmann *Hartmann*

Mit Hilfe des *FsP-20* (s. Bild 6) wird die Ausbildung von Fernschreibern und Funkfernschreibern verbessert. Es ist für den Einsatz in Lehrklassen bestimmt und gestattet den Anschluß von 20 Teilnehmern. Die Fernschreibmaschinen können wahlweise im Lokalbetrieb oder Gegenschreibverkehr (mit der Abfragemaschine des Polygons bzw. handvermittelt mit einer anderen FSM der Lehrklasse) arbeiten. Für die Funkfernschreiberausbildung sind im Polygon 2 Magnetbandgeräte installiert,

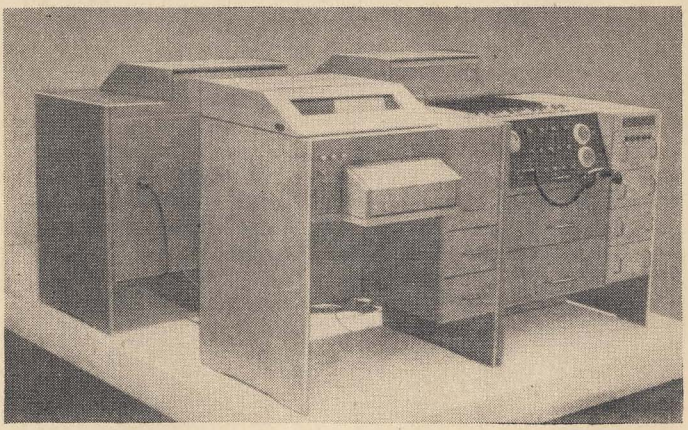


Bild 6 Funk-Fernschreib-Polygon (FsP-20)

auf deren Ausgangsleitungen sich die „kopfhörerbewaffneten" Funkfernschreiber wahlweise aufschalten können. Besonders sinnvoll ist, daß aus ökonomischen Erwägungen auf Fernschaltgeräte bei den 20 FSM verzichtet wurde.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 806 Dresden, PSF 1884 d.

6. Doppel- und Prüfeinrichtung für Lochstreifen

Neuererkollektiv Zivilangestellter Dipl.-Ing. *Krüger*

Das Doppeln und Prüfen von Lochstreifen war bisher nur unter Einbeziehung der Zentraleinheit des Rechners möglich, wodurch wertvolle Rechenzeit verloren ging. Die in Bild 7 dargestellte Doppel- und Prüfeinrichtung besteht aus 2 Lochstreifenlesern, 1 Lochstreifenstanzer sowie entsprechender Steuerlogik. Mit dieser Einrichtung lassen sich 5- bzw. 8-Kanal-Lochstreifen doppeln und prüfen. Die Funktion „Prüfen" läßt sich auch bei der Datenerfassung auf Lochstreifen verwenden, indem die Daten doppelt erfaßt und die Lochbänder anschließend miteinander verglichen werden (diese Möglichkeit fehlte im Gegensatz zur Lochkartentechnik bisher). Stimmen die Lochkombinationen beim Vergleich nicht miteinander überein, so werden automatisch beide Leser gestoppt und die „falschen Bits" angezeigt.

Das Neuererkollektiv des Dipl.-Ing. *Krüger* erhielt für dieses ausgezeichnete Exponat die *Medaille für hervorragende Leistungen in der Bewegung der Messe der Meister von Morgen.*

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 806 Dresden, PSF 9405.

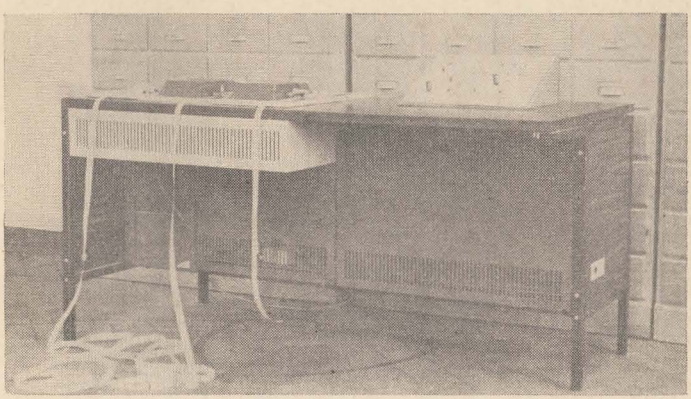


Bild 7 Doppel- und Prüfplatz für Lochstreifen

7. Relaisprüfgerät *RPG 2*

Neuererkollektiv Major Ing. *Herzfeld*

Im Lochkartenrechner *R-100* und seinen Peripheriegeräten ist das steckbare Relais *GBR 701* ein häufig verwendetes Bauelement. Allein in der Tabelliermaschine 402 sind mehr als 700 solcher Relais eingebaut. Bisher bestand keine Möglichkeit, die einwandfreie Funktion dieser Relais zu prüfen, geschweige denn, sie instandzusetzen. Verdächtige Relais wurden ohne jede Kontrolle ausgesondert und verschrottet.

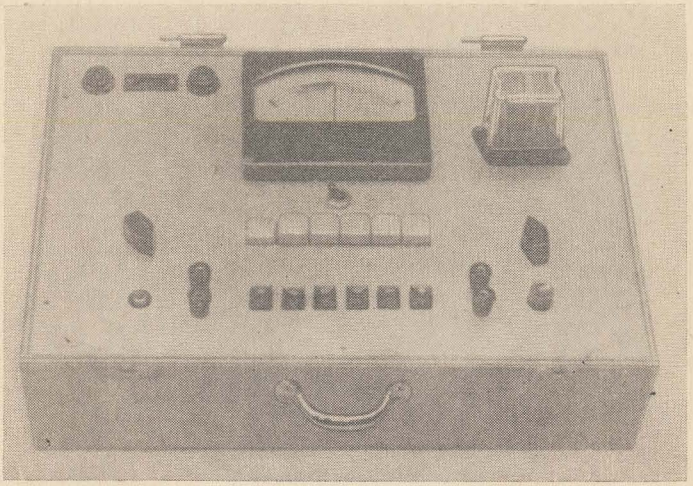


Bild 8 Relaisprüfgerät (RPG-2)

Das in Bild 8 dargestellte Relaisprüfgerät ermöglicht die dynamische Überprüfung aller wichtigen Kennwerte des *GBR 701* (z. B. Anzugs- und Abfallzeiten aller Kontakte, Übergangswiderstände der Kontakte, Widerstand der Relaiswicklung).

Das *RPG 2* ermöglicht die Erkennung und die nachfolgende Justierung defekter Relais. Mit diesem Gerät ist erstmals eine prophylaktische Überprüfung aller Relais möglich, die zu einer erheblichen Verminderung von Ausfallzeiten führt.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, PSF 2005

8. Sicherheitseinrichtung *EAG 420*

Neuererkollektiv Zivilangestellter *Tröger*

Im Ein- und Ausgabegerät *(EAG 420)* des Lochkartenrechners *R-100* befindet sich ein Kasten zum Auffangen der Stanzabfälle. In Abhängigkeit von den zu absolvierenden Programmen füllt sich dieser Kasten mehr oder weniger schnell. Durch Unachtsamkeit der Bedienungskräfte kann (insbesondere bei langen Programmen) das rechtzeitige Leeren dieses Kastens versäumt werden und der dann auftretende Stau der Stanzabfälle unter dem Stanzblock erhebliche Maschinenschäden hervorrufen. Solche Fälle traten in der Praxis bereits mehrfach auf und verursachten in der Regel Ausfälle des *EAG 420* (und damit auch der Zentraleinheit des *R-100*) von jeweils einer Woche.

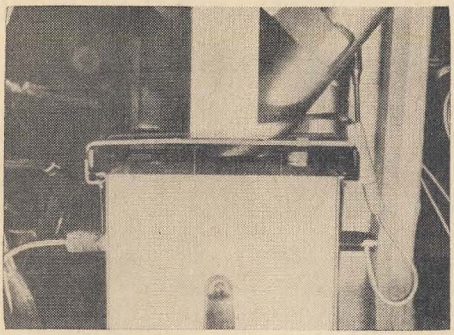


Bild 9
Lichtschranke am Abfallkasten des EAG 420

Die vom Neuererkollektiv Zivilangestellten *Tröger* vorgeschlagene und bereits realisierte Lösung ist äußerst einfach. Über eine an den Abfallkasten montierte Lichtschranke wird das *EAG 420* abgeschaltet, sobald sich der Kasten gefüllt hat (s. Bild 9). Dieser Neuerervorschlag steht für viele einfache und doch nutzbringende Lösungen, die wir der schöpferischen Mitarbeit unserer Neuerer zu danken haben.

Weitere Informationen: Nationale Volksarmee, 126 Strausberg, PSF 2005

Aus der Geschichte der Nachrichtentechnik (V)

In die Mitte des 19. Jahrhunderts fallen die Versuche, neben der Telegrafie auch das gesprochene Wort über Leitungen zu übertragen. 1837 hatte der amerikanische Physiker *C. G. Page* nachgewiesen, daß ein Eisendraht (er verwendete eine Stricknadel) „Töne von sich geben kann". Dazu legte er um den Eisendraht eine langgestreckte Spule, die mit zerhacktem Gleichstrom oder mit Wechselstrom betrieben wurde. Durch die dabei erfolgenden Magnetisierungen entstanden entsprechende Töne. 1848 stellte *W. Wertheim* in Paris an Eisenstäben fest, daß sie sich bei Magnetisierung verlängern, bei Entmagnetisierung wieder verkürzen. Dabei entstehen schwache Töne. Der Unterinspektor *C. Bourseul* bot 1849 der Pariser Telegrafenverwaltung ein Fernsprechverfahren an, konnte es aber technisch nicht realisieren. Allerdings kamen seine Vorstellungen den später verwirklichten Ideen ziemlich nahe.

Zwei Namen sind mit der Erfindung des Telefons direkt verbunden, obwohl es nach der Zahl der erteilten Patente etwa 50 Erfinder gibt. In Europa bezeichnet man *Johann Philipp Reis* (7. 1. 1834 bis 14. 1. 1874) als den eigentlichen Erfinder des Telefons, während man in Amerika *Alexander Graham Bell* (3. 3. 1847 bis 2. 8. 1922) die Erfindung zuschreibt. *Reis* führte sein Telefon 1861 der Physikalischen Gesellschaft in Frankfurt am Main vor, *Bell* trat erst 1873 in Amerika damit hervor. Außerdem ist nachgewiesen, daß *Bell* die Versuche von *Reis* durch eine Veröffentlichung von *Legat* in der „Zeitschrift des deutsch-österreichischen Telegrafenvereins" (1862) kannte.

J. P. Reis, früh verwaist, zeigte besondere Begabung für Sprachen und Naturwissenschaften. Er bastelte und experimentierte viel und durch Privatstunden erweiterte er seine naturwissenschaftlichen Kenntnisse. Nach seiner Tätigkeit in einer Farbengroßhandlung wurde er Lehrer. Er beschäftigte sich 1860 eingehend mit Untersuchungen der Hörtätigkeit und des Gehörsinns und begann auf Grund der Untersuchungen von *W. Wertheim* mit Versuchen, das gesprochene Wort zu übertragen. Auf das Spundloch eines Fasses spannte er eine Tierblase als Membran und ließ ein Ende eines Winkelhebels darauf drücken. Das andere Ende be-

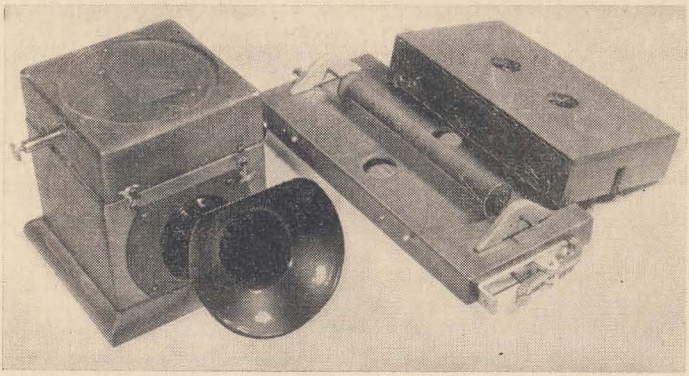


Bild 1 Das Telefon von Philipp Reis (1861), links der Sender und rechts der Empfänger

rührte einen Blattfederunterbrecher, der in einem Batteriestromkreis lag. Wurde die Membran durch Schallwellen in Schwingungen versetzt, so entstand eine entsprechende Unterbrechung im Stromkreis. Als Empfänger lag im gleichen Stromkreis eine Spule, die über eine Stricknadel gewickelt war. Die Stricknadel war so an einem Geigenschalloch angeordnet, daß der Geigenkasten als Resonator wirkte und die Töne hörbar machte.

Nachdem *Reis* sein Telefon mechanisch verbessert hatte, führte er es 1861 der Öffentlichkeit vor. Aber wie es vielen Erfindern damals erging, die Wissenschaft und die Industrie nahmen kaum Kenntnis davon. In den folgenden Jahren führte *Reis* sein Telefon noch mehrmals vor (sowohl mit Sprache als auch mit Musik), doch niemand zeigte Interesse. Natürlich hatte die Wiedergabe der Töne noch Mängel. Die Konsonanten waren einigermaßen verständlich, die Vokale aber kaum. *Reis* scheiterte vor allem am Hochmut der damaligen Professoren, die die Ergebnisse eines einfachen Lehrers als Spielerei abtaten. Besonders schwer traf ihn die Ablehnung *Poggendorffs*, der sich weigerte, eine Abhandlung von *Reis* über das Telefon in der angesehenen Zeitschrift „Annalen der Physik" zu veröffentlichen. Sein altes Lungenleiden verschlimmerte sich, durch einen Blutsturz verlor *Reis* seine Stimme, eine Woche nach seinem 40. Geburtstag starb er.

Graham Bell (von Geburt Schotte) war Physiologe und Physiker; er beschäftigte sich als Lehrer an einer Schule für Taubstumme mit der Physiologie der Sprech- und Hörorgane. 1870 kam er nach Amerika, befaßte sich erst mit dem Mehrfachtelegrafen und dann mit dem Telefon. 1873 führte er sein erstes Telefon vor, verbesserte es 1876 durch die An-

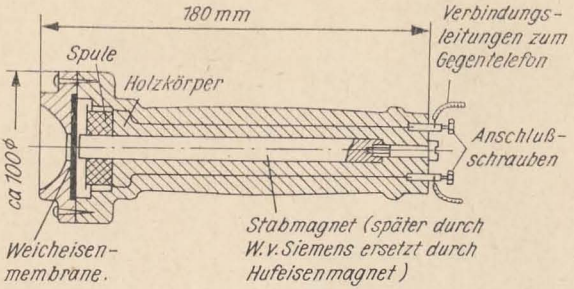


Bild 2 Schnittzeichnung des Telefons mit Dauermagneten von Graham Bell (1876)

wendung eines Dauermagneten so, daß der Fernhörer als Empfänger und auch als Sender benutzt werden konnte. 1877 gründete er die „Bell Telephone Company" und konnte über 3000 Telefone in Betrieb nehmen. Mit der „Western Union", die seine Rechte verletzte, einigte er sich auf einen guten Preis. 1878 erhielt er auch in England und in Deutschland ein Patent für seine Telefon.

Kurz nach dem Tod von *Reis* schickt *Bell* einen Bevollmächtigten nach Friedrichsdorf, um noch lebende Zeugen der Erfindung von *Reis* zu sprechen. Danach stritt *Bell* seinem Vorgänger zwar die Erfindung des

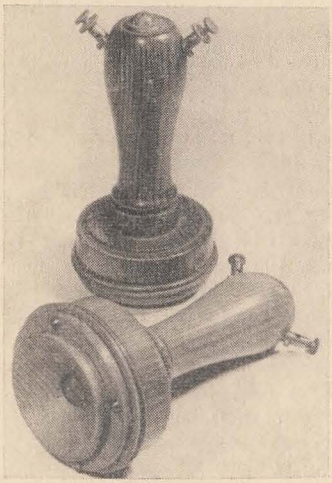


Bild 3
Der Telefon-Fernhörer von Bell, der sowohl zum Sprechen als auch zum Hören diente

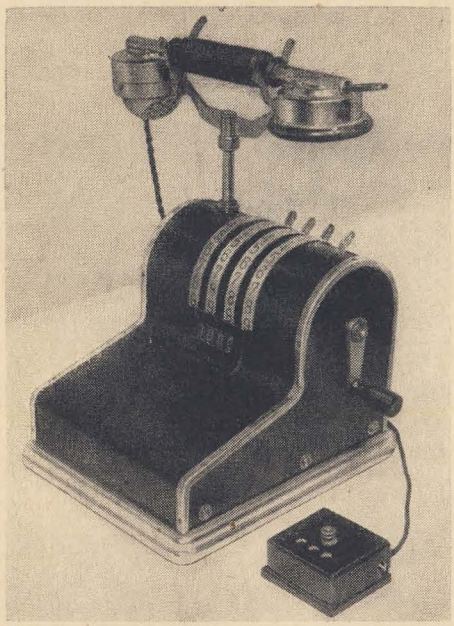


Bild 4
Ein um die Jahrhundertwende in der österreichischen Monarchie benutzter Fernsprechapparat, bei dem die Rufnummer wie bei einer Registrierkasse eingestellt wird; ein Zählwerk zeigt die gewählte Nummer

Telefons nicht mehr ab, ließ sich aber nicht daran hindern, den Ruhm (1880 *Volta*-Preis für das Telefon) und den geschäftlichen Gewinn der Erfindung für sich allein in Anspruch zu nehmen.

Eine wesentliche Verbesserung des Telefons gelang durch die Anwendung des Kohlekörnermikrofons. Damit ließ sich nicht nur die Verständlichkeit verbessern, sondern auch die überbrückbaren Entfernungen wurden wesentlich größer. Das Kohlekörnermikrofon erfanden unabhängig voneinander 1876 der Amerikaner *Thomas Alva Edison* (1847 bis 1931) und der Engländer *David Hughes* (1831 bis 1900). *Edison*, einer der produktivsten Erfinder der vergangenen 100 Jahre, erhielt in seinem arbeitsreichen Leben über 1500 Patente. Er war es auch, der die Entwicklung des Telefons durch Zusammenfassung von Sprech- und Hörteil in einer Armatur und die Einführung eines Übertragers im wesentlichen abschloß.

Im Gegensatz zum Telegrafen wurde das Telefon von den bestehenden Telegrafenverwaltungen sehr schnell eingeführt. Durch die Entwicklung der Großstädte gefördert, entstand das erste Fernsprechamt 1878 in New Heaven in USA, in Paris 1879, in Berlin 1891.

Diplome und Conteste der Funkamateure

Ing. Heinz Stiehm — DM 2 ACB

Unter dieser Überschrift wurden im *Elektronischen Jahrbuch* seit 1966 bereits ausführliche Erläuterungen gebracht über Sinn und Zweck der von den einzelnen Amateurvereinigungen der Welt für bestimmte Leistungen der Funkamateure herausgegebenen Diplome. Ebenso wurde berichtet über die alljährlich etwa zur gleichen Zeit oder auch einmalig zu besonderen Anlässen veranstalteten Conteste (Wettbewerbe), zu denen alle Sende- und Empfangsamateure der Erde zur Teilnahme eingeladen werden. Bei den veröffentlichten Diplomen hatten wir uns zunächst auf die Bedingungen solcher Diplome beschränkt, die vom *Radioklub der DDR* herausgegeben oder von den Funkamateuren der DDR ohne Gebühren erworben werden können, insbesondere auf Diplome der Bruderorganisationen in den sozialistischen Ländern.

Wie die Zahl der Funkamateure in der DDR ständig wächst, so ist das natürlich auch in anderen Ländern der Fall. Die DM-Stationen, die häufig DX-Verkehr, vor allem auf den höheren Frequenzen, durchführen, werden vielfach QSO-Partner erreichen, die über das erste QSO mit einer DM-Station erfreut sind, und nicht selten kommt die QSL-Karte des DX-Partners dann nicht nur mit dem Wunsch nach direkter Zusendung der QSL-Karte des DM, sondern auch mit einem oder mehreren IRC für diesen Zweck „angeflattert". Die auf diese Weise erworbenen IRC sollten die DM-Stationen natürlich für die Bezahlung der von ihnen beantragten Diplome des Auslands verwenden.

Die Wartezeit bis zur Weiterleitung der Diplomanträge verkürzt sich dadurch beträchtlich, und Anträge, denen vom Antragsteller die benötigte Zahl von IRC beigefügt wird, werden sofort weitergeleitet, wenn die Bedingungen für das Diplom erfüllt sind.

Das IRC-Aufkommen beim *Radioklub der DDR* entspricht infolge der großen Aktivität der DDR-Amateure bei weitem nicht dem tatsächlichen Bedarf, so daß einerseits längere Wartezeiten beim Umtausch von Gebühren in der Währung der DDR gegen IRC entstehen, andererseits die Funkamateure der DDR im eigenen Interesse sich auf wirklich wertvolle Diplome beschränken sollten. Diesem Ziel dient die nachfolgende

Zusammenstellung einiger Diplome, deren Erwerb wirklich erhebliche Leistungen der Bewerber voraussetzt, ja, oft jahrelange geduldige und gezielte Kleinarbeit erfordert. Wir wollen sie kurz ‚*Kontinentdiplome*' nennen und, nach Voranstellung einiger Diplome im Weltmaßstab, von jedem Kontinent das wichtigste und beliebteste erläutern.

Entsprechend der Diplomordnung des *Radioklubs der DDR* sind alle Diplomanträge über die zuständigen Bezirksdiplombearbeiter zu leiten, die sie nach Vorprüfung an den zuständigen Bearbeiter des *DM-Award-Bureaus* (Diplombüro des Radioklubs der DDR) weiterreichen. Eine Liste der Bezirksdiplombearbeiter wurde im *Elektronischen Jahrbuch 1970* (S. 283/284) veröffentlicht. Lediglich für den Bezirk Halle hat sich eine Änderung ergeben. Der neue Bezirksdiplombearbeiter des Bezirks Halle ist

Dietmar Falkenberg — DM 4 ZXH
46 Wittenberg, Hermann-Duncker-Straße 29.

Das Diplom DXCC-DX CENTURY CLUB

Das Diplom wird ausgestellt von der *ARRL (American Radio Relay League)* bei Vorlage von Original-QSL-Karten (Fotokopien oder sonstige Bestätigungen nicht zulässig) für bestätigte Verbindungen mit mindestens 100 Ländern der ARRL-Länderliste. Es gelten alle Verbindungen ab 15. 11. 1945, jedoch nur Verbindungen mit ortsfesten oder beweglichen Landstationen. Verbindungen mit Schiffen, auch wenn sie im Hafen vor Anker liegen, oder mit Flugzeugen, zählen nicht. Alle Stationen müssen vom gleichen Rufzeichengebiet, bzw., wenn keine Rufzeichengebiete existieren, vom gleichen Land aus gearbeitet worden sein. Als Ausnahme ist zugelassen, wenn eine Station von einem Rufzeichengebiet in ein anderes zieht oder von einem Land in ein anderes, jedoch nur innerhalb eines Radius von 150 Meilen (240 km). Die Verbindungen können unter unterschiedlichen Rufzeichen getätigt worden sein, allerdings bei gleichem OP (Lizenzinhaber).

Verbindungen mit DXpeditions-Stationen zählen nur, wenn sie den normalen Landeskenner benutzen (z.B. *ZA 2 ACB*); der Landeskenner als Suffix (z.B. *HA 5 AM/ZA*) ist nur zulässig in Ländern, wo es keine normalen Rufzeichen mit dem Landeskenner als Präfix gibt (Beispiel: *F 9 FC/FC*). DXpeditions-Stationen aus Ländern, in denen die ansässigen Amateure vorübergehend ihre Tätigkeit einstellen mußten, zählen während dieser Zeit nicht. Für die *DXCC*-Wertung müssen DXpeditions-Stationen der ARRL ihre Legalität glaubhaft nachgewiesen haben. Da das dem Antragsteller nicht immer bekannt sein kann, empfiehlt es sich, einige Reservekarten (über 100) einzureichen (die ARRL erkennt nicht alle QSLs an). Geänderte oder gefälschte QSL haben

Disqualifikation zur Folge. Bei Verstößen gegen die Amateurmoral kann das *DXCC* nachträglich aberkannt werden. Fehlende QSLs können mit Contest-QSOs nur belegt werden, wenn der Contest von der ARRL veranstaltet wurde. Diese QSOs sind im Antrag mit Contestart und -jahr zu kennzeichnen.

Es gibt 2 Grunddiplome:

a — cw oder cw/fone gemischt (ohne vorgeschriebenes Mischungsverhältnis)

b — nur fone (einschließlich SSB).

Es gibt keine Mindestrapporte und keine Bandunterscheidungen.

Für je 20 weitere Länder über 100 erhält man einen *Endorsement-Sticker* zum Aufkleben; sind bereits über 300 Länder erreicht, für je 5 weitere. Beim nachträglichen Beantragen der *Sticker* brauchen nicht alle QSOs erneut aufgeführt zu werden, sondern nur die Ergänzungen (Nummer des Grunddiploms angeben!). Die QSL-Karten gehen im Original mit zum Herausgeber und werden gesondert per Einschreiben an den Bewerber zurückgesendet. Beizufügen ist eine Zusammenstellung der eingereichten Karten in der Reihenfolge der ARRL-Länderliste mit den üblichen Angaben und der Landesbezeichnung in Englisch. Für SWLs wird das Diplom *DXCC* nicht ausgegeben, auch nicht speziell für reine 2 x SSB-Verbindungen (im letzteren Fall gibt es die Ausgabe *fone*).

Das Diplom selbst ist kostenfrei. Für die Rücksendung der QSL-Karten müssen jedoch dem Antrag bis zu 120 QSL 12 IRC, für je weitere 20 QSL zusätzlich 4 IRC beigefügt werden. Für das *DXCC* gilt die Länderliste (Stand Mai 1970 siehe 287), die außer dem Landeskenner und der englischen Landesbezeichnung gleichzeitig die Zugehörigkeit zu den einzelnen Erdteilen, zur Amateurfunkzone (CQ-Zone, z. B. für Diplom *WAZ*, Einteilung in 40 Zonen, vgl. Faltbeilage *Elektronisches Jahrbuch 1967* S. 240) und zur ITU-Zone (z. B. für Diplom *P 75 P*, Einteilung in 75 Zonen, vgl. Faltbeilage *Elektronisches Jahrbuch 1968*, S. 288) enthält. Diese Angaben sind für den Erwerb des *DXCC* zwar nicht erforderlich, machen aber die Liste zum universell verwendbaren Handwerkszeug des DX-Amateurs. Außerdem enthält die Liste Anmerkungen über nicht mehr gültige Landeskenner und über die Zählbarkeit alter und neuer Landeskenner für den Erwerb des *DXCC*. Die Landeskenner-Zugehörigkeit in der Reihenfolge der Zoneneinteilung 1 bis 75 ist im *Elektronischen Jahrbuch 1968*, S. 285, nachzulesen.

Diplom 101 — 101 Länder gearbeitet

Dieses Diplom wird vom *RCA (Radio Club of Argentina)* herausgegeben für Verbindungen mit 101 Ländern entsprechend der ARRL-Länderliste

wie beim *DXCC*. Jedoch zählen für die argentinischen Antarktisgebiete nur die Landeskenner LU-Z und nicht z. B. VP 8 für Antarctica, South Georgia, South Orkney, South Sandwich und South Shetland. Für je 10 weitere Länder über 101 hinaus gibt es auf dem Diplom eine besondere Aufschrift *(Endorsement)*. Im Gegensatz zum *DXCC* wird vom Herausgeber des *101* nicht die Einsendung der QSL-Karten verlangt, sondern lediglich die Einsendung einer bestätigten Liste der vorhandenen QSL-Karten in alphabetischer Reihenfolge der Landeskenner mit den üblichen QSO-Daten. Die Gebühr für das *101* beträgt 7 IRC. Für SWLs wird es nicht ausgegeben.

Diplom WAE — Worked all Europe

Dieses Diplom wird vom westdeutschen *DARC (Deutscher Amateur Radio Club)* herausgegeben und ist für DM-Stationen auf der Basis gegenseitiger Vereinbarungen über kostenlosen Diplomaustausch gebührenfrei. Für das *WAE* zählen alle bestätigten QSOs mit europäischen Landstationen ab 1. 6. 1946. Alle QSOs müssen unter dem gleichen Rufzeichen gearbeitet werden, z. B. *DM 2 ACB/p* ist nicht gleich *DM 2 ACB; DM 3 BB/DM 2 ACB* ist nicht gleich *DM 3 BB* und auch nicht *DM 2 ACB*. Das *WAE* wird ausgegeben entweder nur für cw/cw (Mindestrapport *RST 338*), nur für fone/fone (Mindestrapport *RS 33*) oder nur für 2 x SSB (ohne Mindestrapport).

Es gibt 3 Klassen:

WAE III — 40 Länder und 100 Punkte,
WAE II — 50 Länder und 150 Punkte,
WAE I — 55 Länder und 175 Punkte.

Jedes Land zählt auf den KW-Bändern 3,5/7/14/21/28 MHz je 1 Punkt, auf den UKW-Bändern je 2 Punkte. Für jedes Land dürfen 4 KW-Bänder und 1 UKW-Band belegt werden. Die Bänder können je Land unterschiedlich sein. Für ein 5-Band-QSO mit der gleichen Station auf den KW-Bändern können 5 Punkte berechnet werden. Die QSLs müssen im Original eingereicht werden und dürfen keine Änderungen oder nachträgliche Zusätze enthalten. Gefälschte QSLs bedeuten Disqualifikation. Inhaber des *WAE I* erhalten zusätzlich eine Anstecknadel.

Die *WAE*-Länderliste enthält folgende Länder:

CT 1 — CT 2 — DJ/DK/DL/DM — EA — EA 6 — EI — F — FC — G — GC — GD — GI — GM — GM/Shetlands oder I/Triest (bis 31. 3. 57) — GW — HB oder 4 U 1 ITU/Genf — HE/HB ∅ — HV — I — IS — IT — LA — LA/p/JX (Jan Mayen) — LA/p/JW (Spitzbergen, Svalbard) — LA/p/JW (Bear Isl.) — LX — LZ — M 1/9 A 1 — OE — OH — OK — ON — OY — OZ

— PA/PI — PX — SM/SL/SK — SP — SV (Greece) — SV (Rhodos) — SV (Crete) — TA (europ. Teil) — TF — UA/UV/UW 1···6 — UA (Franz-Josef-Land) — UB/UT/UY — UC — UN — UO — UP — UQ — UR — YO — YU — ZA — ZB 1/9 H 1 — ZB 2 — 3 A — 9 S (bis 31. 3. 1957) oder OH Ø.

4 U 1 ITU zählt als Land wie *HB*, für die Punktberechnung aber gesondert. Ebenso können als Land entweder *9 S* oder *OH Ø* gerechnet werden, für die Punktberechnung beide getrennt. Genauso verhält es sich auch mit *GM/Shetlands* und *I/Triest*. Für das *WAE* gibt es besondere Antragsformulare, die man über den Bezirksdiplombearbeiter anfordern kann. Die Formulare werden mit Durchschrift ausgefüllt, wobei nur die Rufzeichen der Stationen in die betreffenden Spalten einzutragen sind. Die Durchschrift erhält der Antragsteller mit seinen QSL-Karten nach Prüfung zurück. Für höhere Klassen des *WAE* brauchen außer der Durchschrift mit Bestätigung der bereits anerkannten nur die ergänzenden QSL-Karten vorgelegt zu werden. SWLs können das *WAE* nicht erwerben.

Diplom WAA — Worked all America

Das Diplom *WAA* wird von der brasilianischen *LABRE (Liga de Amadores Brasileiros de Radio Emisão)* für bestätigte Zweiwegverbindungen mit mindestens 45 amerikanischen Ländern nach nachstehender Länderliste ab 15. 11. 1945 verliehen, wobei ein Mindestrapport von *RS 33* bzw. *RST 338* Bedingung ist. Alle QSOs müssen vom gleichen Land aus getätigt worden sein (QTH-Wechsel innerhalb von 240 km erlaubt). Die QSL-Karten sind mit einer Liste der getätigten Verbindungen in der Reihenfolge der nachstehenden Länderliste vorzulegen. Die Liste soll die üblichen QSO-Daten enthalten. Die Gebühr für das *WAA* beträgt 13 IRC. Für SWLs wird es nicht ausgegeben.

WAA-Länderliste:

KL 7 — CE 7 Z/LU-Z/VP 8 (Antarctica) — LU — VP 7 — VP 6 — VP 9 — CP — PY — VP 3 — VP 1 — VE — KZ 5 — ZF 1/VP 5 (Caiman) — CE — FO 8 (Clipperton) — TI 9 — HK — TI — CM/CO — HI — CE Ø (Easter Isl.) — HC — VP 8 (Falkland) — FY 7 — HC 8 (Galapagos) — OX — FG 7 — KG 4 — TG — HH — HR — VP 5/6 Y 5 (Jamaica) — VP 2 (Leeward) — FM 7 — XE — PZ — PJ — VO — YN — HP — ZP — OA — KP 4 — FP 8 — YS — VP 8 (South Georgia) — LU-Z/VP 8 (South Orkneys) — VP 8 (South Sandwich) — LU-Z/VP 8 (South Shetland) — KS 4 — VP 4/9 Y 4 — VP 5 (Turks u. Caicos) — K/W — CX — YV — KV 4 — VP 2 (Windward).

Diplom — Worked all Asian Award

Bei den Diplomherausgebern des asiatischen Kontinents überwiegen bei weitem japanische Clubs, die für den Erwerb ihrer Diplome Verbindungen mit ihren Mitgliedern fordern. Deshalb wurde als *Kontinentdiplom* für Asien das von *Seibundo, Ltd.*, herausgegebene Diplom ausgewählt. Um es zu erwerben, sind bestätigte Verbindungen mit den japanischen Distrikten *JA 1···JA 0* und weiteren 20 beliebigen asiatischen Ländern nach der ARRL-Länderliste erforderlich, insgesamt also 30 Verbindungen. Eingereicht werden müssen eine bestätigte Liste der vorhandenen QSL-Karten und eine Gebühr von 10 IRC. SWLs können auch dieses Diplom nicht erwerben.

Diplom AAA — All Africa Award

Für dieses Diplom sind die bestätigten QSOs mit je einer Station aus den Distrikten *ZS 1···ZS 9* und weiteren 25 beliebigen Ländern des afrikanischen Festlands ab 1. 11. 1945 zu arbeiten, entweder nur in *cw* oder nur in *fone*, mit einem Mindestrapport von *RST 338* bzw. *RS 33*. Stationen auf afrikanischen Inseln zählen für dieses Diplom nicht. Erforderlich sind eine bestätigte Liste der vorhandenen QSL-Karten und eine Gebühr von 10 IRC.

Es gilt die nachstehende Länderliste, von der jeweils entweder der alte oder einer der neuen Landeskenner gewertet werden kann. Erforderlich sind insgesamt 34 Präfixe, wobei die Kenner *ZS 1* bis *ZS 9* obligatorisch enthalten sein müssen. SWLs können das Diplom nicht erwerben.

AAA-Länderliste:

FA/7 X — CR 6 — ST — ZS 8 — ZS 9 — OQ 5/9 Q 5/9 U 5/9 X 5 — VQ 6/6 O 2 — FE 2/TJ 8 — MD 5/SU — IG/MD 3/MI 3/MI 6/ET 2/ET 3 (Eritrea) — ET 2/ET 3 (Ethiopia) — FQ 8/TL 8/TN 8/TR 8/TT 8 — CN (Fr. Morocco)/CN 8/CN 9 — FL — FF 4, 5, 6, 7, 8, 9/TU 2/TY 2/ XT 2/ 5 T 5/6 W 8/5 U 7/7 G 1 — ZD 4/FF 8 (Ghana)/9 G 1 — ZD 5/ ZD 3 — I 5/MD 4/MS 4/6 O 1/ — VQ 4/5 Z 4 — EL — MI (Libya)/5 A — CR 7 — ZD 2/5 N 2 — VQ 2/ 9 J 2 — ZD 6/7 Q 7 — CR 5 — ZD 1/ 9 L 1 — ZS 3 — ZE — EA 9/EA Ø — ZS 7 — CN 1/EK/CN 2 (Tangier) — VQ 3/ 5 H 3 — FD 8/FD 3/5 V 4 — FT 4/3 V 8 — VQ 5/ 5 X 5 — ZS 1, 2, 4, 5, 6.

Diplom WAP — Worked all Pazific

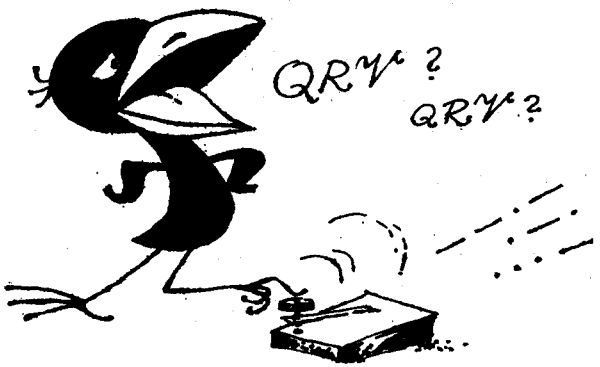
Dieses Diplom wird von der *NZART (New Zealand Association of Radio Transmitters)* herausgegeben. Erforderlich sind bestätigte QSOs mit mindestens 30 Ländern Ozeaniens und des Pazifik ab November 1945.

Der geforderte Mindestrapport ist *RS 33* bzw. *RST 338*. Es werden nur Landstationen gewertet. Rufzeichenwechsel des Antragstellers im gleichen Land und QTH-Wechsel im Umkreis von 240 km sind zulässig. Geänderte QSL-Karten bedingen die Disqualifikation. Das Diplom kann in *cw*, in *fone* oder auch in gemischten Betriebsarten erworben werden. Wurden sämtliche 30 Länder in *fone* gearbeitet, dann gibt es einen besonderen Aufdruck auf dem Diplom. Erforderlich sind die QSL-Karten und eine Liste der gearbeiteten Stationen in der Reihenfolge der nachstehenden Länderliste mit den üblichen QSO-Daten sowie eine Gebühr von 8 IRC.

WAP-Länderliste:

CR 8/10 (Timor) — DU — FB 8 (Adelie) — FK 8 — FO 8 (Fr. Oceanien, Tahiti) — FU 8/YJ — FW 8 — JZ Ø — KB 6 — KC 6 (Carolines) — KC 6 (Palau) — KG 6 (Marianas, Guam) — KG 6 i — KH 6 — KJ — KM 6 — KP 6 — KS 6 — KW 6 — KX 6 — PK 1, 2, 3, — PK 4 — PK 5 — PK 6 — VK (Australien) — VK 2 (Lord Howe Isl.) — VK 4 (Willis Isl.) — VK 9 (New Guinea) — VK 9 (Norfolk) — VK 9 (Papua) — VK 9 (Cocos) — VK 9 (Christmas Isl.) — VK 9 (Nauru) — VK Ø (Maquarie Isl.) — VR 1 (Gilbert) — VR 1 (Phönix) — VR 1 (Ellice) — VR 2 — VR 3 — VR 4 — VR 5 — VR 6 — VS 4 — VS 5 — ZC 5 (Brit. North Borneo) — ZK 1 (N. Cook Isl.) — ZK 1 (S. Cook Isl.) — ZK 2 — ZL (New Zealand) — ZL 1 (Kermadec) — ZL 3 (Chatham Isl.) — ZL 4 (Auckland Isl.) — ZL 5 (Antarctica) — ZM 6/5 W 1 — ZM 7.

Sind Sie QRV? Sind Sie QRV? Sind Sie QRV? Sind Sie QRV?



Für den Huggy-Rundspruch an alle:

Gönn dir eine Vita-Brause,
mach erst mal 'ne Sendepause!
Denn, wie immer an dieser Stelle
und auf derselben heit'ren Welle
nimmt der Elektronenrabe das Wort
und schickt seine Schlager von Ort zu Ort!

Der Aufschlager

Meier will an Müller etwas verkaufen.

„Was soll's denn kosten", fragt Müller den Meier.

„Einhundertzwanzig Mark!" antwortet Meier.

„Einhundertzwanzig Mark für das alte, zerlatschte Ding? Das ist ja Betrug! Seit wann arbeitest du denn mit solchen Aufschlägen?"

„Seitdem ich Leser des FUNKAMATEUR bin!"

„. . .?"

„Naja, da verkaufen Elektronikamateure ihre Transistoren auch mit mehr als hundertfünfzig Prozent Aufschlag!"

Der Funkschlager

Treffen sich zwei und reden über dies und das.

„Unser Bürgermeister ist auf Draht. Der spricht jetzt jeden Tag mit Tausenden Bürgern unserer Stadt."

„Worüber denn?"

„Über die neue Stadtfunkanlage."

Der Fehlschlager

Sind der Lektor
und sein Korrektor
außer Rand und Band,
erscheint im Text
ein Filter für Sand.

(In der Amateurreihe electronica, Band 91, „Sandfilter" statt „Bandfilter")

Der Erfolgsschlager

Huggy, Huggy, hurra!
Ein Anfang ist da!

Der von mir oft kritisierte Deutsche Fernsehfunk hat sich die Kritik zu Herzen und meine Vorschläge in seine Sendereihe „Freizeit-Magazin" aufgenommen. Somit sind nicht nur immer die Film-, sondern erstmals auch die Elektronikamateure ins Bild gekommen. Fortsetzung folgt. Hoffentlich.

Der Tiefschlager

Hat der Funkamateur abends mal keinen Wellenhunger und deshalb sendefrei, verspürt er vielleicht den Wunsch, einem Spannungsabfall vorzubeugen und ein Kontaktfeld aufzusuchen. Dort findet er die verschiedensten Formen des Wackelkontaktes. Schnell muß er sich in eine gewisse Hochspannung versetzen, die dann nach zweckmäßiger Abtastung zu einem Anschluß, manchmal sogar zu einer dauerhaften Verbindung führt. Selbstverständlich muß auf eine entsprechende Anpassung geachtet werden. Bei Unterspannung können unberechenbare Widerstände auftreten. Vorsicht ist bei einer Rauschspannung geboten. Hier ist der Einsatz eines Umformers angebracht, um eine Kapazität mit hoher Belastbarkeit wieder herzustellen.

Kurzwellige oder auf Oberflächenwellenlänge geführte Kontakte können zur Brechung des Scheinleistungsverhältnisses führen, und verstimmt verläßt der Amateur das Tanzvergnügen.

Der Paletten-Schlager (im Wandel der Zeit)

Palette, ursprünglich Gebrauchsgegenstand des Malers zum Anrühren und Mischen der Farben;
heute vielseitiges Stilmittel zur Verhunzung der deutschen Sprache, z. B. Palette der Töne, Palette der angebotenen Damenstrümpfe, Palette der Bonbonproduktion;
jetzt auch: Palette der Funkamateure.

(Siehe Elektronisches Jahrbuch 1970, S. 281, Stiehm: Diplome und Conteste)

Der Suchschlager

Ein zauberhafter Schlager. Ein Converter, der zwar ein Converter ist und bleibt, der aber nicht bleibt, weil er verschwindet. Mit einer Tarnkappe. Kurzbezeichnung: UHF Transistor-Converter Tarner. Noch gibt es ihn nicht, noch wird er gesucht im FUNKAMATEUR, Heft 9/69, Seite 465.

Der Preisschlager

234 gültige Einsendungen erhielt mein Huggy-Büro auf die Preisausschreibungsfrage aus dem Elektronischen Jahrbuch 1970. Einige Leser waren wohl der Meinung, der 1. April 1970 sei kein Einsendeschlußtag, sondern der bekannte Aprilscherz gewesen. Da ich mir aber derartige Scherze unter mein Gefieder kneife, war dem nicht so, und es konnten die vielen später eingegangenen Lösungskarten nicht gewertet werden. Der Erwähnung wert ist sicherlich auch die Tatsache, daß der jüngste Einsender 11 Jahre alt ist und der älteste 76.

Als richtige Lösung wurde gewertet, wenn u. a. nachstehende Gesetze bzw. Anordnungen genannt wurden:

Amateurfunkordnung
Funk-Entstörordnung
Gesetz für Post- und Fernmeldewesen
Modellfunkordnung
Deutsche Bauordnung
TGL/VDE

Und das sind die Preise und die Sieger:

1. Preis (Transistorgerät und für 25,— Mark Bücher aus dem DMV)
Uffz. Karl-Heinz Meiner, 75 Cottbus, PSF 6101 C

2. Preis (Bücher für 75,— Mark aus dem DMV)
Klaus-Dieter Spreu, 8231 Seifersdorf Nr. 38

3. Preis (Bücher für 50,— Mark aus dem DMV)
K.-H. Winter, 212 Ueckermünde, Ernst-Thälmann-Str. 3

4. bis 10. Preis (jeweils Bücher für 25,— Mark aus dem DMV)
Harald Schönfeld, 1832 Premnitz, Liebigstr. 9
Thomas Hippler, 7302 Hartha, Gabelsbergerstr. 49
Bernd Dietz, 9533 Wilkau-Haßlau, Martin-Hoop-Str. 4
Jürgen Märkert, 1631 Mellensee, Friedenstr. 18
Dieter Altschaffel, 4323 Ermsleben, Wassertor 3
Michael Keck, 49 Zeitz, Hauptstr. 67
U. Mahrholz, 7705 Lauta, Arndtstr. 22

Damit kommen wir zum nächsten

Preisausschreiben

Für die richtige Beantwortung der diesjährigen Preisfrage werden wiederum wertvolle Preise ausgesetzt. (Preisfrage siehe beiliegende Karte.)

Das war's wieder einmal für dieses Jahr und dieses Mal. Ich danke allen, die mir und meinen Mitarbeitern Grüße übermittelten. Damit bin ich am Ende der Durchsage.

Ihr Huggy

Moderator der Sendung: Hans-Werner Tzschichhold

Kleines Lexikon für den Newcomer

Drahtnachrichtenverbindungen — Verbindungen, die mit Feldkabel, mit festen Kabeln oder Leitungen hergestellt werden. Drahtnachrichtenverbindungen kommen als Telefon-, Fernschreib-, Fototelegrafie- und Fernsehverbindungen vor. Drahtnachrichtenverbindungen lassen eine relativ gedeckte Nachrichtenübertragung zu, zeichnen sich durch hohe Übertragungsqualität aus und sind unabhängig von der Tages- und Jahreszeit sowie von atmosphärischen Störungen.

Funkgegenwirkung — Maßnahmen, die auf die Verhinderung oder den erschwerten Einsatz gegnerischer funktechnischer Mittel gerichtet sind. Funkgegenwirkung wird in erster Linie durch Erzeugen aktiver und passiver Funkstörungen, durch Scheinziele, durch funktechnische Tarnung sowie durch den Einsatz störgeschützter funktechnischer Mittel und Systeme realisiert.

Funkstörungen — Funksignale, die den Betrieb funktechnischer Mittel erschweren oder gänzlich unterbrechen, die die Eindeutigkeit und Qualität der gehörten Zeichen stören, die Bildausfall bei Fernseh- und Funkmeßgeräten verursachen, Fernschreibsignale verzerren usw. In Abhängigkeit davon, wie die Störungen entstehen, kann man *natürliche* und *organisierte (künstliche)* Störungen unterscheiden. Am gefährlichsten sind organisierte Funkstörungen, die von speziellen Störstationen des Gegners mit dem Ziel ausgestrahlt werden, die Funkverbindungen und damit die Führung der Truppen zu unterbrechen.

Gerichtete Funksendungen — Übertragung von Funksignalen in einer bestimmten Richtung mit speziellen Richtantennen. Wird hauptsächlich mit dem Ziel angewendet, die Reichweite der vorhandenen Sendeanlage zu erhöhen.

Halbduplex — 2seitige Fernschreib- oder Funkverbindung bei der auf jeder Teilnehmerseite der Übergang von Senden auf Empfang und umgekehrt automatisch erfolgt. Die empfangende Stelle (Teilnehmer) kann die sendende Stelle unterbrechen und selbst mit der Sendung beginnen.

Infrarottechnik — Geräte unterschiedlichster Bestimmung, bei denen die Strahlen des unsichtbaren infraroten Bereichs ausgenutzt werden. Infrarotgeräte im militärischen Bereich können in 3 Gruppen eingeteilt werden:

— Wärmepeilgeräte, Zielsuchköpfe von Raketen auf Infrarotbasis u. ä.,
— Infrarot-Fotogeräte,
— Nachtsichtgeräte (für Nachtsicht, für Aufklärungszwecke, für das Zielen, für das Führen von Kfz. usw.).

Infrarotgeräte werden in den Streitkräften für die Zielauffassung und für andere Objekte, für das Heranleiten von Vernichtungsmitteln an die Ziele sowie zur Beobachtung und zur Nachrichtenübertragung eingesetzt.

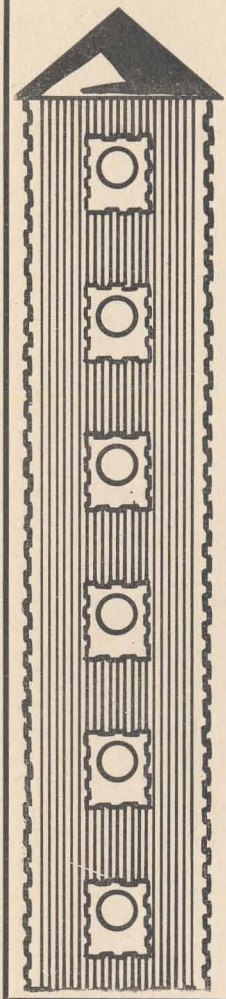
Kodierung — Ersetzen des offenen Textes durch festgelegte Bezeichnungen (einzelne Wörter, Buchstaben, Ziffern usw.) für die Übertragung geheimzuhaltender Angaben auf technischen Nachrichtenmitteln mit Hilfe spezieller Tabellen.

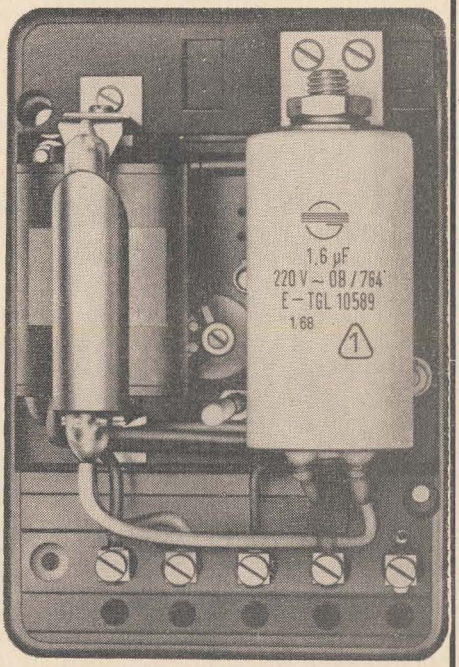
— In der Funktechnik Übertragung von Informationen mit bestimmten Signalen, deren Charakteristik sich von der Trägerfrequenz, der Impulszahl usw. unterscheidet.

Nachrichtensystem — Gesamtheit der Nachrichtenknoten, Stationen und Leitungen, die sämtliche Führungspunkte verbinden, mit dem Ziel eine mobile, ununterbrochene und gedeckte Truppenführung im Verlauf des Gefechts sicherzustellen. Das Nachrichtensystem muß dem System der Führungspunkte, insbesondere im Gefechtsverlauf entsprechen.

Organisation der Nachrichtenverbindungen — Maßnahmen, die die Ausarbeitung der erforderlichen Unterlagen, die Verteilung der Kräfte und Mittel sowie die Bestimmung ihres Einsatzes zum Zweck der Sicherstellung einer ununterbrochenen Führung der unterstellten Einheiten und Verbände im Gefecht zum Ziel haben. Nachrichtenverbindungen sind das wichtigste Mittel, die Führung der unterstellten Einheiten im Gefecht zu gewährleisten. Verlust der Nachrichtenverbindung führt zum Verlust der Führung.

Schallnachrichtenverbindung unter Wasser — Telegrafie- oder Telefonieunterwasserverbindung im Schallbereich. Diese Art der Nachrichtenverbindung wird zwischen U-Booten im getauchten Zustand oder zwischen U-Booten und Überwasserschiffen hergestellt.





Elektronische Zeitrelais WP
für kurze und lange Zeiten ·
Treppenhaus-Automaten WP ·
Schutzgasschaltröhren mit Sprungfeder-
charakteristik bis 2 A im Öffner- und
Schließer- u. Wechslerprinzip ·
Kontaktthermometer ·

Ing. Max Juchheim 63 Ilmenau

Heinrich-Heine-Straße 6

Länderliste für den DX-Amateur

(Stand Mai 1970)

Ing. Heinz Stiehm — DM 2 ACB

In der nachstehenden Liste bedeuten die Abkürzungen EU = Europa, NA = Nordamerika, SA = Südamerika, AF = Afrika, AS = Asien, O = Ozeanien (Australien und die diesen Erdteil umgebende Inselwelt), AN = Antarktis; die Schreibweise der Ländernamen entspricht dem Funkamateurgebrauch.

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
A 2 Botswana (ZS 9)	AF/38	57
AC 3 Sikkim	AS/22	41
AC 4 Tibet	AS/23	42 (westl. 90° O) 43 (östl. 90° O)
AC Bhutan	AS/22	41
AP East Pakistan	AS/22	41
AP West Pakistan	AS/21	41
AX siehe VK		
BV Formosa	AS/24	44
BY China	AS/23 westl. Teil 24 östl. Teil (vgl. Faltbeilage EJ 1967)	33 (nördl. 43° N) 42 (westl. 90° O) 43 (zwischen 90° und 110° O) 44 (östl. 110° O)
C 2 Nauru Island (VK 9)	O/31	65
C 3 Andorra	EU/14	27
C 9 Manchuria (zählbar bis 15. 9. 1963)	AS/24	33 (westl. 135° O) 34 (östl. 135° O)
CE Chile (XQ)	SA/12	14 (nördl. 40° S) 16 (südl. 40 °S)
CE 9 AA-AM siehe VP 8		
CE 9 AN-AZ siehe VP 8		
CE ∅ A Easter Island	O/12	63
CE ∅ X San Felix Island	O/12	14
CE ∅ Z J. Fernandez Archipel	SA/12	14
CN 2 Tanger (EK) (zählbar bis 3. 6. 1960, danach zu CN 8)	AF/33	37
CN 8 Morocco	AF/33	37
CN 9 siehe CN 8		
CM, CO Cuba	NA/08	11
CP Bolivia	SA/10	14
CR 4 Cape Verde Islands	AF/35	46
CR 5, 3 Portuguese Guinea	AF/35	46

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
CR 5 Principe & Sao Thomé	AF/36	47
CR 6 Angola	AF/36	52
CR 7 Mozambique	AF/37	53
CR 8 Damao, Diu (zählbar bis 31. 12. 1961)	AS/22	41
CR 8 Goa (zählbar bis 31. 12. 1961)	AS/22	41
CR 8, 10 Port. Timor	O/28	54
CR 9 Macao	AS/24	44
CS3 siehe CT 3		
CT 1 Portugal	EU/14	37
CT 2 Azores (CS 3)	EU/14	36
CT 3 Madeira	AF/33	36
CW, CX Uruguay	SA/13	14
DC, DI, DJ, DK, DL Western Germany	EU/14	28
DM German Democratic Republic (für DXCC zählbar wie DC, DI, DJ, DK, DL)	EU/14	28
DU, DX Philippine Islands	0/27	50
EA Spain	EU/14	37
EA 6 Balearic Islands	EU/14	37
EA 8 Canary Islands	AF/33	36
EA 9 Spanish Morocco	AF/33	37
EA 9 Ifni (zählbar bis 12. 5. 1969, danach wie CN 8)	AF/33	37
EA 9 Rio de Oro	AF/33	46
EA ∅ Spanish Guinea (siehe 3 C)		46
EI Rep. of Ireland	EU/14	27
EK siehe CN 2		
EL Liberia (5 L, 5 LZ)	AF/35	46
EP Iran	AS/21	40
ET 2 Eritrea (zählbar bis 14. 11. 1962, danach wie ET 3)	AF/37	48
ET 3 Ethiopia	AF/37	48
F France	EU/14	27
F/FC Corsica	EU/15	28
FA siehe 7 X 2, 3, ∅		
FB 8 W Crozet Island	AN/39	68
FB 8 X Kerguelen Islands	AN/39	68
FB 8 Y siehe VP 8		
FB 8 Z Amsterdam & St. Paul	AN/39	68
FB 8 siehe 5 R 8		
FB 8 siehe FH 8		
FB 8 siehe FR 7 T		
FD siehe 5 V, 5 VZ		
FE 8 siehe TJ		
FF Fr. West Africa (zählbar bis 6. 8. 60, danach in Republiken aufgeteilt)	AF/35	46
FF 4 siehe TU		
FF 7 siehe 5 T		
FF 8 siehe TY		
FF 8 siehe TZ		

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
FF 8 siehe XT		
FF 8 siehe 5 U 7		
FF 8 siehe 6 W 8		
FG 7 Guadeloupe	NA/08	11
FH 8 Comoro Island (FB 8)	AF/39	53
FI 8 FrenchIndochina (zählbar bis 20. 12. 1950)	AS/26	49
FK 8 New Caledonia	O/32	56
FL 5, 8 French Somaliland	AF/37,	48
FM 7 Martinique	NA/08	11
FN French India (zählbar bis 31. 10. 1954)	AS/22	41
FO 8 Clipperton Island	NA/07	10
FO 8 French Oceania	O/32	63
FO 8 M Maria Theresa Reef	O/32	63
FP 8 St. Pierre & Miquelon	NA/05	9
FQ 8 French Equat. Africa (zählbar bis 16. 8. 1960, danach in Republiken aufgeteilt)	AF/36	46 (westl. Teil außer jetz. Gebiet TL, TN, TR, TT) 47 (jetz. Gebiet TL, TN, TR, TT)
FQ 8 siehe TL		
FQ 8 siehe TN		
FQ 8 siehe TR		
FQ 8 siehe TT		
FR 7 Reunion	AF/39	53
FR 7/G Glorioso Island	AF/39	53
FR 7/I, FR 7/E Juan de Nova, Bassas da India und Europa	AF/39	53
FR 7/T Tromelin (FB8)	AF/39	53
FS 7 St. Martin	NA/08	11
FU 8 siehe YJ		
FW 8 Wallis & Futuna	O/32	62
FY 7 French Guiana & Inini	SA/09	12
G, GB England	EU/14	27
GC Guernsey Islands	EU/14	27
GC Jersey Island	EU/14	27
GD Isle of Man	EU/14	27
GI Northern Ireland	EU/14	27
GM Scotland	EU/14	27
GW Wales	EU/14	27
HA, HG Hungary	EU/15	28
HB Switzerland	EU/14	27
HB ø Liechtenstein (HE)	EU/14	27
HC Ecuador	SA/10	12
HC 8 Galapagos Island	SA/10	12
HE siehe HB ø		
HG siehe HA		
HH Haiti	NA/08	11
HI Dominican Rep.	NA/08	11
HK Colombia (5 J)	SA/09	12
HK ø Bajo Nuevo	SA/09	11
HK ø Malpelo	SA/09	12
HK ø S. Andres, Providence	SA/07	11

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
HK ∅ siehe KS 4 B		
HL, HM Korea	AS/25	44
HO, HP Rep. Panama	NA/07	11
HQ, HR Honduras	NA/07	11
HS Thailand	AS/26	49
HT siehe YN		
HV Vatican	EU/15	28
HZ Saudi Arabia (7 Z)	AS/21	39
I, IT Italy (IA, IP, IR, IZ)	EU/15	28
I Triest (zählbar bis 31. 3. 1957)	EU/15	28
I 5 Italian Somali (zählbar bis 30. 6. 1960)	AF/37	48
IA, IP, IR siehe I		
IS 1 Sardinia	EU/15	28
IZ siehe I		
JA Japan (JH, JR, KA)	AS/25	45
JD 1 Orgasawara Island & Minami Torishima	0/27	45 Org. Isl. 64 Min. Toc.
JT 1 Mongolia	AS/23	32 (westl. 110° O) 33 (östl. 110° O)
JW Svalbard (LA/P)	EU/40	18
JX Jan Mayen (LA/P)	EU/40	18
JY Jordan	AS/20	39
JZ ∅ Neth. New Guinea (zählbar bis 30. 4. 1963)	AS/28	51
K siehe W		
KA siehe JA		
KB 6 Baker, Howland & American Phoenix	O/31	61
KC 4 siehe VP 8		
KC 4 Navassa Island	NA/08	11
KC 6 Eastern Carolines	O/27	64
KC 6 Western Carolines	O/27	64
KG 1 siehe OX		
KG 4 Guatanamo Bay	NA/08	11
KG 6 Guam	O/27	64
KG 6 Marcus Island (siehe JD 1)		64
KG 6 Mariana Island	O/27	64
KG 6 I Bonin & Volcano (siehe JD 1)		45
KH 6 Hawaiian Island	O/31	61
KH 6 Kure Island	O/31	61
KJ 6 Johnston Island	O/31	61
KL 7 Alaska	NA/01	1 (westl. 142° W) 2 (östl. 142° W)
KM 6 Midway Island	O/31	61
KN siehe W		
KP 4 Puerto Rico	NA/08	11
KP 6 Palmyra, Jarvis	O/31	61
KR 6, 8 Ryukyu Island	AS/25	45
KS 4 Swan Islands	NA/07	11
KS 4 B Serrana Bank & Roncador Cay (HK ∅)	NA/07	11
KS 6 American Samoa	O/32	62
KV 4 Virgin Islands	NA/08	11
KW 6 Wake Island	O/31	65

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
KX 6 Marshall Island	O/31	65
KZ 5 Canal Zone	NA/07	11
LA Norway (LI, LJ, LG)	EU/14	18
LA siehe VP 8		
LA/P siehe JW		
LA/P siehe JX		
LA/P siehe 3 Y ø		
LH 4 siehe 3 Y ø		
LI, LJ, LG siehe LA		
LU Argentinia	SA/13	14 (nördl. 40° S) 16 (südl. 40° S)
LU-Z siehe VP 8		
LX Luxembourg	EU/14	27
LZ Bulgaria	EU/20	28
M 1 siehe 9 A 1		
MP 4 B Bahrein	AS/21	39
MP 4 M siehe VS 9 O		
MP 4 Q Quatar	AS/21	39
MP 4 T Trucial Oman	AS/21	39
OA Peru 3K, 4T	SA/10	12
OD 5 Lebanon (1/3)	AS/20	39
OE Austria	EU/15	28
OF siehe OH		
OG siehe OH		
OH Finland (OF, OG, OI)	EU/15	18
OH ø Aland Islands	EU/15	18
OI siehe OH		
OJ ø Market Reef	EU/14	18
OK, OL, OM Czechoslovakia	EU/15	28
ON Belgium	EU/14	27
OQ 5, ø siehe 9 Q 5		
OR 4 siehe VP 8		
OX Greenland (KG 1, XP)	NA/40	5 (südl. 80° N) 75 (nördl. 80° N)
OY Faroe Islands	EU/14	18
OZ Denmark	EU/14	18
PA Netherlands (PD, PE, PI)	EU/14	27
PD siehe PA		
PE siehe PA		
PI siehe PA		
PJ Neth. Antilles	SA/09	12
PJ 2 M, S Sint Maarten	SA/09	11
PK siehe YB		
PK 1, 2, 3 Java (zählbar bis 30. 4. 63)	AS/28	54
PK 4 Sumatra (zählbar bis 30. 4. 1963)	AS/28	54
PK 5 Borneo (zählbar bis 30. 4. 1963)	AS/28	54
PK 6 Celebes & Molucca (zählbar bis 30. 4. 1963)	AS/28	54
PX siehe C 3		
PY Brazil (ZV-ZZ)	SA/11	13 (nördl. 16° 30′ S) 15 (südl. 16° 30′ S)
PY ø Fernando de Noronha	SA/11	13
PY ø Trinidade & Martim Vaz Island	SA/11	15

Landeskennner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
PY ø St. Peter & St. Pauls Rock	SA/11	13
PZ 1 Surinam	SA/09	12
SK siehe SM		
SL siehe SM		
SM Sweden (SK, SL)	EU/14	18
SP Poland	EU/15	28
ST 2 Sudan	AF/34	47 (westl. 30° O) 48 (östl. 30° O)
SU Egypt	AF/34	38
SV Greece (SX)	EU/20	28
SV Crete	EU/20	28
SV Dodecanese	EU/20	28
SX siehe SV		
TA Turkey (TC)	EU/AS/20	39
TC siehe TA		
TF Iceland	EU/40	17
TG Guatemala	NA/07	11
TI Costa Rica	NA/07	11
TI 9 Cocos Island	NA/07	11
TJ Cameroons (FE 8)	AF/37	47
TL 8 Centr. Afr. Rep. (zählbar ab 13. 8. 1960)	AF/36	47
TN 8 Congo Rep. (zählbar ab 15. 8. 1960)	AF/36	47
TR 8 Gabon Rep. (zählbar ab 17. 8. 1960)	AF/36	47
TT 8 Chad Rep. (zählbar ab 11. 8. 1960)	AF/36	47
TU Ivory Coast (zählbar ab 7. 8. 1960)	AF/35	46
TY Dahomey Rep. (zählbar ab 1. 8. 1960)	AF/35	46
TZ Mali Rep. (zählbar ab 20. 6. 1960)	AF/35	46
UA 1—6 Europ. Russ. SFSR (UK, UN 1, UV, UW 1—6)	EU/16	19 (zwischen 60° und 80° N und westl. 50° O) 20 (zwischen 60° und 80° N und östl. 50° O) 29 (südl. 60° N und westl. 50° O)
UA 1 Franz-Josef-Land	EU/40	75
UA 1 siehe VP 8		
UA 2 Kaliningradsk (UK 2F)	EU/15	29
UA 9—ø Asiatic Russ. SFSR (UK, UV, UW 9—ø)	AS/17 (westl. Teil)	20 (zw. 60° und 80° N und westl. 75° O)
	AS/18 (mittl. Teil)	21 (zwischen 60° und 80° N und zwischen 75° und 90° O)
	AS/19 (östl. Teil) (vgl. Faltbeilage EJ 1967)	22 (zwischen 60° und 80° N und zwischen 90° und 110° O)

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
		23 (zwischen 60° und 80° N und zwischen 110° und 135° O) 24 (zwischen 60° und 80° N und zwischen 135° und 155° O) 25 (zwischen 60° und 80° N und zwischen 155° und 170° O) 26 (zwischen 60° und 80° N und östl. 170° O) 30 (südl. 60° N und westl. 75° O) 31 (südl. 60° N und zwischen 75° und 90° O) 32 (südl. 60° N und zwischen 90° und 110° O) 33 (südl. 60° N und zwischen 110° und 135° O) 34 (südl. 60° N und östl. 135° O, einschl. Sachalin und Vladivostock, außer Kamtschatka und Kuril) 35 (Kamtschatka und Kuril)
UB 5 Ukraine (UK 5, UT 5, UY 5)	EU/16	29
UC 2 White Russ. SSR (UK 2)	EU/16	29
UD 6 Azerbaijan (UK 6)	AS/21	29
UF 6 Georgia (UK 6)	AS/21	29
UG 6 Armenia (UK 6 G)	AS/21	29
UH 8 Turkoman (UK 8 H)	AS/17	30
UI 8 Uzbek (UK 8)	AS/17	30
UJ 8 Tadzhik (UK 8)	AS/17	30
UK 1 siehe UA 1 – 6		
UK 2 A, C, I, L, O, S, W siehe UC 2		
UK 2 B, C siehe UP 2		
UK 2 F siehe UA 2		
UK 2 G, Q siehe UQ 2		
UK 2 ... siehe UR 2		
UK 3, 4 siehe UA 1 – 6		
UK 5 O siehe UO 5		
UK 5 ... siehe UB 5		
UK 6 C, D, K siehe UD 6		
UK 6 E, H, I, J, L, P, U, W, X, Y siehe UA 1 – 6		
UK 6 F, O, V siehe UF 6		
UK 6 G siehe UG 6		
UK 7 siehe UL 7		
UK 8 A, C, D, F, G, I, L, O, T, U, Z		

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
siehe UI 8		
UK 8 H siehe UH 8		
UK 8 J, R siehe UT 8		
UK 8 M, N siehe UM 8		
UK 9, Ø siehe UA 9 — Ø		
UL 7 Kazakh (UK 7)	AS/17	30
UM 8 Kirghiz (UK 8)	AS/17	31
UN 1 siehe UA 1—6 (separat zählbar bis 30. 6. 1960)		
UO 5 Moldavia (UK 5 O)	EU/16	29
UP 2 Lithuania (UK 2)	EU/15	29
UQ 2 Latvia (UK 2)	EU/15	29
UR 2 Estonia (UK2)	EU/15	29
UT 5 siehe UB 5		
UV 1 — 6 siehe UA 1 — 6		
UW 1 — 6 siehe UA 1 — 6		
UW 9 — ø siehe UA 9 — ø		
UY 5 siehe UB 5		
VE Canada (VO, 3 B, 3 C) (siehe Fußnote bei 3 B, 3 C)	NA/01 (Yukon)	2 (VE 6, 7, 8, südl. 60° N und östl. 142° W, Alexander-Archipel und Gebiet um Juneau)
	NA/02 (Quebec und NW-Prov)	3 (VE 3, 4, 5, 8, südl. 80° N und zwischen 90° und 110° W)
	NA/03 (Brit. Kolumbien)	4 (VE 2, südl. 80° N und zwischen 70° und 90° W einschl. Baffin-Ins.)
	NA/04 (VE 3—6)	9 (VE 1, VO südl. 62° N und östl. 70° W, einschl. Labrador, New Foundland, Nova Scotia, ausschl. Baffin-Ins.)
	NA/05 (VE 1)	
VK Australia (einschl. Tasmania) (AX)	O/29 (VK 5, 6, 8)	55 (VK 4, VK 5 (North Territory)
	O/30 (übr. Teil des Festlands und VK 7)	58 (VK 6)
		59 (VK 1, 2, 3, 7 und VK 5 South Territory)
VK Lord Howe Island	O/30	60
VK 4 Willis Island	O/30	60
VK 9 Nauru Island siehe C 2		
VK 9 A-M Papua Terr.	O/32	51
VK 9 A-M Terr. of N. Guinea	O/32	51
VK 9 N Norfolk Island	O/28	60
VK 9 X Christmas Island (ZC 3)	O/29	54
VK 9 Y Cocos Island	O/29	54
VK ø siehe VP 8		

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
VK ø Heard Island	AN/39	68
VK ø Maquarie Island	AN/29	60
VO siehe VE		
VO New Foundland (zählbar bis 31. 3. 1949)		
VP 1 Brit. Honduras	NA/07	11
VP 2 A Antigua, Barbuda	NA/08	11
VP 2 D Dominica	NA/08	11
VP 2 G Grenada	NA/08	11
VP 2 K Anguilla	NA/08	11
VP 2 K St. Kitts & Nevis	NA/08	11
VP 2 L Santa Lucia	NA/08	11
VP 2 M Montserrat	NA/08	11
VP 2 S St. Vincent	NA/08	11
VP 2 V Brit. Virgin Island	NA/08	11
VP 3 siehe 8 R		
VP 4 siehe 9 Y 4		
VP 5 siehe ZF 1		
VP 5 siehe 6 Y 5		
VP 5 Turks & Caicos	NA/08	11
VP 6 siehe 8 P 6		
VP 7 Bahama Island	NA/08	11
VP 8 Antarctica (CE 9 AA—AM, FB 8 Y, KC 4, LA, LU—Z, VK ø, ZL 5, OR 4, UA 1 usw.)	AN/—	67 (OR 4, LA usw. zwischen 50° und 80° S und zwischen 20° W und 40° O) 69 (UA 1 KAE/1—6, VK ø, 8 J 1 usw. zwischen 60° und 80° S und zwischen 40° und 100° O) 70 (UA 1 KAE/1—6, VK ø, FB 8 usw. zwischen 60° und 80° S und zwischen 100° und 160° O) 71 (KC 4, ZL 5 usw. zwischen 60° und 80° S und zwischen 160° O und 140° W) 72 (KC 4 usw. zwischen 60° und 80° S und zwischen 80° und 140° W) 73 (VP 8, LU-Z, CE 9, zwischen 20° und 80° W und nördl. 80° S) 74 (zwischen 80° und 90° S, Südpol)
VP 8 Falkland Island	SA/13	16
VP 8 So. Georgia (LU-Z)	SA/13	73
VP 8 So. Orkney (LU-Z)	SA/13	73
VP 8 So. Sandwich (LU-Z)	SA/13	73
VP 8 So. Shetland (LU-Z, CE 9 AN-AZ)	SA/13	73

Landeskennér/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
VP 9 Bermudas	NA/05	11
VQ 1 Zanzibar (5 H 1, 5 H 3/A, 5 M)	AF/37	53
VQ 2 siehe 9 J 2		
VQ 3 siehe 5 H 3		
VQ 4 siehe 5 Z 4		
VQ 5 siehe 5 X 5		
VQ 6 Brit. Somali (zählbar bis 30. 6. 1960)	AF/37	48
VQ 8 Agelaga & St. Brandon	AF/39	53
VQ 8 Mauritius (3 B)	AF/39	53
VQ 8, 9 Rodriguez Island	AF/39	53
VQ 9 Aldabra Island	AF/39	53
VQ 9 Chagos Island	AF/39	53
VQ 9 Seychelles	AF/39	53
VQ 9 D Desroches Island	AF/39	53
VQ 9 F Farquhar Island	AF/39	53
VR 1 Brit. Phoenix	O/31	63
VR 1 Gilbert, Ellis & Ocean	O/31	65
VR 2 Fiji Island	O/32	56
VR 3 Fanning & Christmas Island (VX)	O/31	61
VR 4 Solomon Island	O/28	51
VR 5 Tonga Island	O/32	62
VR 6 Pitcairn Island	O/32	63
VS 1 siehe 9 V 1		
VS 1 siehe 9 M 2, 4 (vom 16. 9. 1963 bis 8. 8. 1965 zählbar als West Malaysia)		
VS 2 siehe 9 M 2		
VS 4 siehe 9 M 6, 8		
VS 4 Sarawak (zählbar bis 15. 9. 1963, danach Ost Malaysia)	O/28	54
VS 5 Brunei	O/28	54
VS 6 Hong Kong	AS/24	44
VS 9 A, P, S Aden & Socotra	AS/21 (Aden) AS/37 (Socotra)	39 (Aden) 48 (Socotra)
VS 9 H Kuria Muria (ab 30. 11. 1967 zählbar wie VS 9 O)	AS/21	39
VS 9 K Kamaran Island	AS/21	39
VS 9 M Maldive Island	AS/22	41
VS 9 O Sultanate of Muscat & Oman (MP 4 M)	AS/21	39
VU India	AS/22	41
VU Andaman & Nicobar Island	AS/26	49
VU Laccadive Island	AS/22	41
VX siehe VR 3		
W USA (WA, WB, WN, WF, K, KN)	NA/03 (W 6 und W 7 außer Montana und Wyoming) NA/04 (W 5, 9 und W ∅ sowie Tennessee, Alabama, Kentucky,	6 (W 6 und W 7 außer Wyoming und dem östl. Teil von Montana, östl. 110° W) 7 (übriger Teil von W 7, W ∅ sowie W 5 außer Mississippi)

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
	Montana, Wyoming und W 8 außer Ohio)	
	NA/05 (W 1—4 außer Tennessee, Alabama, Kentucky und von W 8 Ohio)	8 (W 1—4, W 8—9 sowie von W 5 Mississippi)
WA siehe W		
WB siehe W		
WN siehe W		
WF siehe W		
XE, XF Mexico (4 A)	NA/06	10
XP siehe OX		
XG siehe CE		
XT Voltaic Rep. (zählbar ab 6. 8. 1960)	AF/35	46
XU Cambodia	AS/26	49
XV 5 siehe 3 W 8		
XW 8 Laos	AS/26	49
XZ 2 Burma	AS/26	49
YA Afghanistan	AS/21	40
YB Indonesia (PK, 8 F, YC, YD)	AS/28	51 (östl. 130° O) 54 (westl. 130° O)
YC siehe YB		
YD siehe YB		
YI Iraq	AS/21	39
YJ New Hebrides (FU 8)	O/32	56
YK Syria	AS/20	39
YN Nicaragua	NA/07	11
YO Roumania	EU/20	28
YS Salvador	NA/07	11
YT siehe YU		
YU Yugoslavia (YT)	EU/15	28
YV Venezuela (4 M)	SA/09	12
YV ø Aves Island	SA/08	12
ZA Albania	EU/15	28
ZB 1 siehe 9 H 1		
ZB 2 Gibraltar	EU/14	37
ZC 3 siehe VK 9		
ZC 4 siehe 5 B 4		
ZC 5 siehe 9 M 6, 8		
ZC 5 Brit. No. Borneo (zählbar bis 15. 9. 1963, danach Ost Malaysia)	AS/28	54
ZC 6 Palestine (4X1) (zählbar bis 1. 7. 1968)	AS/20	39
ZD 1 siehe 9 L 1		
ZD 2 siehe 5 N 2		
ZD 3 Gambia	AF/35	46
ZD 4 siehe 9 G 1 (zählbar ab 6. 3. 1957)		
ZD 4 Goldcoast, Togoland (zählbar bis 5. 3. 1957)	AF/35	46
ZD 5 Swaziland (ZS 7)	AF/38	57

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
ZD 6 siehe 7 Q 7		
ZD 7 St. Helena	AF/36	66
ZD 8 Ascension Island	AF/36	66
ZD 9 Tristan da Cunha & Gough Island	AF/38	66
ZE So. Rhodesia	AF/38	53
ZF 1 Cayman Island (VP 5)	NA/08	11
ZK 1 Cook Island	O/32	63
ZK 1 Manihiki Island	O/32	63
ZK 2 Niue	O/32	63
ZL New Zealand (ZM)	O/32	60
ZL/A Auckland & Campbell Island (ZM/A)	O/32	60
ZL/C Chatham Island (ZM/C)	O/32	60
ZL/K Kermadec Island (ZM/K)	O/32	60
ZL 5 siehe VP 8		
ZM siehe ZL		
ZM 6 siehe 5 W 1		
ZM 7 Tokelaus	O/31	62
ZP Paraguay	SA/11	14
ZS 1, 2, 4, 5, 6 South Africa	AF/38	57
ZS 2 MI Pr. Edward & Marion Island	AF/38	57
ZS 3 Southwest Africa	AF/38	57
ZS 7 siehe ZD 5		
ZS 8 siehe 7 P 8		
ZS 9 siehe A 2		
ZV – ZZ siehe PY		
1 I 3 siehe OD 5		
1 M Minerva Reef	O/32	63
1 S Spratley Island	O/28	50
2 B Biafra (inoffiziell)	AF/38	53
2 P Pelikan Archipel	O/24	54
3 A Monaco	EU/14	28
3 B, 3 C siehe VE *		
3 B siehe VQ 8 *		
3 C Equatorial Guinea (EAQ) *	AF/33	46
3 K siehe OA		
3 V 8 Tunisia	AF/33	37
3 W 8 Vietnam (XV 5)	AS/26	49
3 X Rep. of Guinea (7 G 1)	AF/35	46
3 Y ∅ Bouvet Island (LA/P, LH 4)	AN/38	67
3 Z siehe SP		
4 A siehe XE, XF		
4 A 4 siehe XE 4, XF 4		
4 J, 4 L siehe U		
4 M siehe YV		
4 S 7 Ceylon	AS/22	41
4 T siehe OA		
4 U ITU-Genf	EU/14	28

* 3 B, 3 C waren ursprünglich für Canada vergeben und wurden auch benutzt. Nach neueren Informationen wird der Kenner 3 B von Mauritius beansprucht, der Kenner 3 C jedoch von Equatorial Guinea (bisher EA ∅, Spanisch Guinea).

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
4 W Jemen	AS/21	39
4 X, 4 Z Israel	AS/20	39
4 X 1 siehe ZC 6		3
4 Z siehe 4 X		
5 A Libya	AF/34	38
5 B 4 Cyprus (ZC 4)	AS/20	39
5 H 1 siehe VQ 1		
5 H 3 Tanzania (VQ 3)	AF/37	53
5 H 3/A siehe VQ 1		
5 I 1 siehe VQ 1		
5 J siehe HK		
5 L, 5 LZ siehe EL		
5 N 2 Nigeria (ZD 2)	AF/35	46
5 R 8 Malagasy Rep. (FB 8)	AF/39	53
5 T Mauritania (zählbar ab 20. 6. 1960)	AF/35	46
5 U 7 Niger Rep. (zählbar ab 3. 8. 1960)	AF/35	46
5 V, 5 VZ Togo (FD)	AF/35	46
5 W 1 West Samoa (ZM 6)	O/32	62
5 X 5 Uganda (VQ 5)	AF/37	48
5 Z 4 Kenya (VQ 4)	AF/37	48
6 O 1, 2, 6 Somali Rep.	AF/37	48
6 W 8 Senegal Rep. (FF 8) (zählbar ab 20. 6. 1960)	AF/35	46
6 Y 5 Jamaica (VP 5)	NA/08	11
7 G 1 siehe 3 X		
7 P 8 Lesotho (ZS 8)	AF/38	57
7 Q 7 Malawi (ZD 6)	AF/37	53
7 X 2, 3, ø Algeria (FA)	AF/33	37
7 Z siehe HZ		
8 F siehe YB		
8 J siehe VP 8		
8 P 6 Barbados (VP 6)	NA/08	11
8 R 1 Brit. Guinea (VP 3)	SA/09	12
8 Z 4 Saudi Arabia/Iraq, Neutr. Zone	AS/21	39
8 Z 5 siehe 9 K 3		
9 A 1 San Marino (M 1)	EU/15	28
9 E 3 siehe ET 3		
9 F 3 siehe ET 3		
9 G 1 Ghana (ZD 4) (zählbar ab 6. 3. 1957)	AF/35	46
9 H 1 Malta (ZB 1)	EU/15	28
9 I 3, 4 siehe 9 J 2		
9 J 2 Zambia (VQ 2, 9 I 3, 4)	AF/36	53
9 K 2 Kuwait	AS/21	39
9 K 3 Kuwait/Saudi Arabia, Neutr. Zone (8 Z 5)	AS/21	39
9 L 1, 2 Sierra Leone (ZD 1)	AF/35	46
9 M 2 Malaya (zählbar bis 15. 9. 1963)	AS/28	49 (nördl. 5° N) 54 (südl. 5° N)
9 M 4 West Malaysia (zählbar ab 16. 9. 1963)	AS/28	49 (nördl. 5° N) 54 (südl. 5° N)
9 M 2, 4 siehe 9 V 1		

Landeskenner/Land	Erdteil/CQ-Zone	ITU-Zone
9 M 6, 8 East Malaysia (zählbar ab 16. 9. 1963)	O/28	54
9 N 1 Nepal	AS/22	41
9 Q 5 Congo (OQ 5, ø)	AF/36	52
9 S 4 Saar (zählbar bis 31. 3. 57)	EU/14	28
9 U 5 Burundi (zählbar ab 1. 7. 1962)	AF/36	52 (westl. 30° O) 53 (östl. 30° O)
9 U5 Ruanda-Urundi (zählbar vom 1. 7. 1960 bis 30. 6. 1962)	AF/36	52
9 V 1, ø Singapore (VS 1, 9 M 4) (zählbar bis 15. 9. 1963 und ab 9. 8. 1965, vom 16. 9. 1963 bis 8. 8. 1965 zählbar als West Malaysia)	AS/28	54
9 X 5 Rwanda (zählbar ab 1. 7. 1962)	AF/36	52 (westl. 30° O) 53 (östl. 30° O)
9 Y 4 Trinidad, Tobago (VP 4)	SA/09	12

Umrechnungen aus dem CGS-System in das Zoll-System und umgekehrt

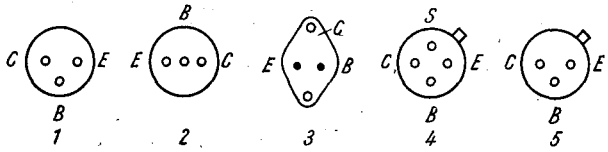
Zur Erleichterung des Verstehens von Originalangaben wurden die *CGS*-Einheiten mit ihren englisch ausgeschriebenen Bezeichnungen in alphabetischer Reihenfolge aufgenommen; die darunter in Klammern angeführten Bezeichnungen entsprechen dem deutschen Sprachgebrauch.

Man multipliziere	mit	und erhält
Atmospheres (Atmosphäre — at)	76,0	Cms. of mercury (cm Hg = Quecksilber)
Atmospheres	29,92	Inches of mercury (Zoll Hg)
Atmospheres	1,0333	Kgs./sq. cm. (Druck in kg/cm²)
British Thermal Units (Brit. Wärmeeinheiten)	0,2520	Kilogram-calories (Kilokalorien)
British Thermal Units (Abk. B. T. U.)	$3{,}927 \times 10^{-4}$	Horse-power-hrs. (HP/h HP ist nicht PS!)
British Thermal Units	107,5	Kilogram-meters (kg/m)
British Thermal Units	$2{,}928 \times 10^{-4}$	Kilowatt-hrs. (kWh)
B. T. U./min.	0,02356	Horse-power (HP od. Brit. PS)
B. T. U./min.	0,01757	Kilowatts (kW)
B. T. U./min.	17,57	Watts (W)
Centimeters (cm)	0,3937	Inches (Zoll)
Centimtrs. of mercury (cm Hg)	0,01316	Atmospheres (at)
Centimtrs. of mercury	136,0	Kgs./sq. meter (kg/m²)
Centimeters/second (cm/s)	1,969	Feet/min. (Fuß/min.)
Centimeters/second	0,036	Kilometers/hr. (km/h)
Centimeters/second	0,6	Meters/min. (m/min.)
Cms./sec./sec. (cm/s/s)	0,03281	Feet/sec./sec. (Fuß/s/s)
Cubic centimeters (cm³)	$3{,}531 \times 10^{-5}$	Cubic feet (Fuß³)
Cubic centimeters	$6{,}102 \times 10^{-2}$	Cubic inches (Zoll³)
Cubic centimeters	10^{-3}	Liters (l)
Cubic feet (Fuß³)	$2{,}832 \times 10^{4}$	Cubic cms. (cm³)
Cubic feet	1728	Cubic inches (Zoll³)
Cubic feet	0,02832	Cubic meters (m³)
Cubic feet	28,32	Liters (l)
Cubic feet/minute (Fuß³/min.)	472,0	Cubic cms./sec. (cm³/s)

Man multipliziere	mit	und erhält
Cubic feet/minute	0,4720	Liters/sec. (l/s)
Cubic inches (Zoll³)	16,39	Cubic centimeters (cm³)
Cubic inches	$5{,}787 \times 10^{-4}$	Cubic feet (Fuß³)
Cubic inches	$1{,}639 \times 10^{-5}$	Cubic meters (m³)
Cubic inches	$1{,}639 \times 10^{-2}$	Liters (l)
Cubic meters (m³)	35,31	Cubic feet (Fuß³)
Cubic meters	61,023	Cubic inches (Zoll³)
Cubic yards (Yard³)	$7{,}646 \times 10^{5}$	Cubic centimeters (cm³)
Cubic yards	764,6	Liters (l)
Cubic yards/min.	12,74	Liters/sec. (l/s)
Fathoms	6	Feet (Fuß)
Feet (ft. = Fuß)	30,48	Centimeters (cm)
Feet	0,3048	Meters (m)
Feet/min. (Fuß/min.)	0,5080	Centimeters/sec. (cm/s)
Feet/min.	0,01829	Kilometers/hr. (km/h)
Feet/min	0,3048	Meters/min. (m/min.)
Feet/min.	0,01136	Miles/hr. (Meilen/h)
Foot-pounds (Fuß/Pfund)	$1{,}286 \times 10^{-3}$	British Thermal Units (Brit. Wärmeeinheiten)
Foot-pounds	$5{,}050 \times 10^{-7}$	Horse-power-hrs. (HP/h)
Foot-pounds	0,1383	Kilogram-meters (kg/m)
Foot-pounds	$3{,}766 \times 10^{-7}$	Kilowatt-hrs. (kWh)
Foot-pounds/min. (Fuß/Pfund/min.)	$3{,}030 \times 10^{-5}$	Horse-power (HP)
Foot-pounds/min.	$3{,}241 \times 10^{-4}$	Kg.-calories/min. (kgcal/min.)
Foot-pounds/min.	$2{,}260 \times 10^{-5}$	Kilowatts (kW)
Foot-pounds/sec. (Fuß/Pfund/s)	$1{,}818 \times 10^{-3}$	Horse-power (HP)
Foot-pounds/sec.	$1{,}356 \times 10^{-3}$	Kilowatts (kW)
Grams (g)	0,03527	Ounces (Unzen)
Horse-power (HP=Brit. PS)	42,44	B. T. Units/min. (B. T. U./min.)
Horse-power	1,014	Horse-power (Metric) (PS = metr. System)
Horse-power	0,7457	Kilowatts (kW)
Horse-power	745,7	Watts (W)
Horse-power-hours (HP/h)	2547	British Thermal Units (B. T. U.)
Horse-power-hours	641,7	Kilogram-calories (Kilokalorien)
Horse-power-hours	$2{,}737 \times 10^{5}$	Kilogram-meters (kg/m)
Horse-power-hours	0,7457	Kilowatt-hours (kWh)
Inches (Zoll)	2,540	Centimeters (cm)
Inches of mercury (Zoll Hg)	0,03342	Atmospheres (at)
Inches of mercury	0,03453	Kgs./sq. cm. (kg/cm²)
Kilograms (kg)	2,205	Lbs. (Brit. Pfund)
Kgs./meter (kg/m)	0,6720	Lbs/foot (Pfund/Fuß)
Kgs./sq. cm. (kg/cm²)	28,96	Inches of mercury (Zoll Hg)
Kgs./sq. cm.	2048	Lbs./sq. foot (Pfund/Fuß²)
Kgs./sq. cm.	14,22	Lbs./sq. inch (Pfund/Zoll²)
Kilometers (km)	3281	Feet (Fuß)
Kilometers	0,6214	Miles (Meilen)
Kilometers	1094	Yards (Yard)
Kilometers/hr. (km/h)	54,68	Feet/min. (Fuß/min.)
Kilometers/hr.	0,9113	Feet/sec. (Fuß/s)
Kilometers/hr.	0,5396	Knots (Knoten)

Man multipliziere	mit	und erhält
Kilometers/hr.	16,67	Meters/min. (m/min.)
Kilometers/hr.	0,6214	Miles/hr. (Meilen/h)
Kilowatts (kW)	56,92	B. T. Units/min. (B. T. U./min.)
Kilowatts	1,341	Horse-power (HP)
Kilowatts-hours (kW/h)	3415	British Thermal Units (B. T. U.)
Kilowatt-hours	1,341	Horse-power-hrs. (HP/h)
Liters (l)	0,03531	Cubic feet (Fuß^3)
Liters	61,02	Cubic inches (Zoll^3)
Liters	$1{,}308 \times 10^{-3}$	Cubic yards (Yard^3)
Liters	0,2642	Gallons (Gallonen)
Meters (m)	3,281	Feet (Fuß)
Meters	39,37	Inches (Zoll)
Meters	1,094	Yards (Yard)
Meters/min. (m/min.)	3,281	Feet/min. (Fuß/min.)
Meters/min.	0,05468	Feet/sec. (Fuß/s)
Meters/min.	0,03728	Miles/hr. (Meilen/h)
Meters/sec. (m/s)	196,8	Feet/min. (Fuß/min.)
Meters/sec.	3,281	Feet/sec. (Fuß/s)
Meters/sec.	2,237	Miles/hr. (Meilen/h)
Meters/sec.	0,03728	Miles/min. (Meilen/min.)
Miles (Meilen)	$1{,}609 \times 10^5$	Centimeters (cm)
Miles	5280	Feet (Fuß)
Miles	1,609	Kilometers (km)
Miles	1760	Yards (Yard)
Miles/hr. (Meilen/h)	1,609	Kilometers/hr. (km/h)
Miles/hr.	0,8684	Knots (Knoten)
Miles/min. (Meilen/min.)	1,609	Kilometers/min. (km/min.)
Millimeters (mm)	0,03937	Inches (Zoll)
Ounces (Unzen)	28,349527	Grams (g)
Ounces (fluid) (Unzen [Flüssigkeit])	0,02957	Liters (l)
Pennyweights (troy)	1,55517	Grams (g)
Pounds (Pfund)	453,5924	Grams
Pounds (troy)	373,24177	Grams
Pounds/cubic foot (Pfund/Fuß^3)	0,01602	Grams/cubic cm. (g/cm^3)
Pounds/cubic foot	16,02	Kgs/cubic meter (kg/m^3)
Pounds/cubic foot	$5{,}787 \times 10^{-4}$	Lbs./cubic inch (Pfund/Zoll^3)
Pounds/cubic inch (Pfund/Zoll^3)	27,68	Grams/cubic cm. (g/cm^3)
Pounds/sq. foot (Pfund/Fuß^2) (Pfund/Fuß^2)	$4{,}883 \times 10^{-4}$	Kgs./sq. cm. (kg/cm^2)
Pounds/sq. inch	0,06804	Atmospheres (at)
Temp. (°C) + 17.78 (Temperatur °C)	1,8	Temp. (°F) (Temperatur °F)
Temp. (°F) −32 (Temperatur °F)	$^5/_9$	Temp. (°C) (Temperatur °C)
Tons (short) (Tonnen — kurz)	907,18486	Kilograms (kg)
Tons (short)	0,90718	Tons (metric) (Tonnen = t [metr.])
Watts (W)	0;92 056	B. T. Units/min. (B. T. U./min.)
Watts	44,26	Foot-pounds/min. (Fuß-Pfund/min.)
Watts	0,7376	Foot-pounds/sec. (Fuß-Pfund/s)

Man multipliziere	mit	und erhält
Watts	$1{,}341 \times 10^{-3}$	Horse-power (HP)
Watts	0,01434	Kg.-calories/min. (Kilokalorien)
Watts	10^{-3}	Kilowatts (kW)
Watt-hours	3,415	British Thermal Units (B. T. U.)
Watt-hours (Wh)	2655	Foot-pounds (Fuß-Pfund)
Watt-hours	$1{,}341 \times 10^{-3}$	Horse-power-hours (HP/h)
Watt-hours	0,8605	Kilogram-calories (Kilokalorien)
Watt-hours	367,1	Kilogram-meters (kg/m)
Watt-hours	10^{-3}	Kilowatt-hours (kg/h)



Typ	U_{CBO} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β [α]	bei I_E (I_C) mA [A]	F_T [f_α] MHz	R_{th} [grd/W] grd/mW	t_j °C		Verwendung	Anschlußschema
OC 1044	15	5	80	100	1	[15]	0,6	75			1
OC 44 K	18	24	80	100	1	14	0,6	75		AM-Eingang	1
OC 1045	15	5	80	50	1	[6]	0,6	75		AM-ZF	1
OC 1070	32	10	125	30	0,5	[0,4]	0,4	75			2
OC 1071	32	10	125	47	3	[0,4]	0,4	75			2
OC 1072	32	50	125	70	10	[0,3]	0,3	75			1
OC 1074	20	300	—	100	50	[1,5]	0,09	75			1
OC 1075	32	10	125	90	3	[0,6]	0,4	75			2
OC 1076	32	125	125	45	10	[0,3]	0,3	75			1
OC 1077	60	125	—	45	10	[0,3]	0,3	75			1
OC 1079	26	300	—	60	50	[0,8]	0,09	75			1

Typ	U_{CBO} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β [α]	bei $I_B(I_C)$ mA [A]	F_T [f_α] MHz	R_{th} [grd/W] grd/mW	t_j °C		Verwendung	Anschlußschema
ASZ 1015	80	[6]	[20]	40	([1])	[0,25]	[1,5]	90			3
ASZ 1016	60	[6]	[20]	75	([1])	[0,25]	[1,5]	90			3
ASZ 1017	60	[6]	[20]	50	([1])	[0,25]	[1,5]	90			3
ASZ 1018	80	[6]	[20]	70	([1])	[0,25]	[1,5]	90			3
AD 1202	45	[1,5]	—	35	300	[0,2]	[3]	75			3
AD 1203	60	[1,5]	—	35	300	[0,2]	[3]	75			3
OC 26	40	[3,5]	[12,5]	30	([1])	[0,2]	[1,2]	90			3
OC 1016	16	[1,5]	—	35	300	[0,2]	[6]	75			3
AC 107	15	5	—	60	0,3	[2]	0,6	75		rauscharm	1
AC 125	32	200	500	125	(2)	[1,3]	0,3	75			1
AC 126	32	200	—	180	(2)	[1,7]	0,3	75			1
AC 125 F	32	200	—	125	(2)	[1,3]	0,3	75		rauscharm	1
AC 128	32	500	—	90	(300)	[1,5]	0,08	90			1
AF 134	25	10	60	100	(1)	55	0,5	75	}	UKW	4
AF 135	25	10	60	100	(1)	50	0,5	75	}		4
AF 136	25	10	60	80	(1)	40	0,5	75	}	AM-Eingang	4
AF 136 T	20	10	60	80	(1)	45	0,9	75	}		1
AF 137	25	10	60	60	(1)	35	0,5	75	}	FM-ZF	4
AF 137 T	20	10	60	60	(1)	35	0,9	75	}		1

Typ	U_{CBO} V	I_{Cmax} [A] mA	P_{Cmax} [W] mW	β [α]	bei $I_E(I_C)$ mA [A]	F_T [f_α] MHz	R_{th} [grd/W] grd/mW	t_j °C		Verwendung	Anschlußschema
AF 139	20	10	60	50	(1,5)	500	0,4	90		UHF	4
AF 106	20	10	60	30	(1)	220	0,4	90		UKW	4
BFY 33	50	500	700	40	(5)	100	0,22	200	npn		5
BFY 33 T	50	500	700	25	(5)	80	0,22	200	npn		5
BFY 34	75	500	700	40	(5)	100	0,22	200	npn		5
BFY 34 T	75	500	700	25	(5)	80	0,22	200	npn		5
BC 107	20	200	260	235	(2)	250	0,5	175	npn		4
BC 108	20	200	260	330	(2)	250	0,5	175	npn		4
BC 109	20	200	260	400	(2)	300	0,5	175	npn		4
BF 177		40	600	20	(15)	120			npn		5
BF 178		50	600	20	(30)	120			npn		5
BF 184	30	30	145	115	(1)	300			npn		4
BF 185	30	30	145	67	(1)	220			npn		4

Schlagwörterverzeichnis für die Jahrbücher 1968, 1969, 1970 und 1971

(Die Zahl vor dem Schrägstrich gibt jeweils das Jahrbuch an, die Zahl nach dem Schrägstrich die Seite)

Abgleich 69/249
Abschaltautomatik, Stromregelungs- 71/263
Absorptionsfrequenzmesser 68/144
Absorptionskreis 68/146
Abstimmdiode 69/120
Abstimmung, Induktivitäts- 71/192
—, Kapazitäts- 71/192
Abwärtsmischer 71/245
Adapterverstärker 70/200
additive Mischung 69/130
Ätherkrieg 69/26
Ätzmittel 70/189
Ätzverfahren 70/190
AFC-Schaltung 71/18
AJD, Japan 69/272
aktive Endstelle 71/176
— Funkstörung 71/25
ALR-Schaltung 71/19
ALT-26 A 71/25
AM/SSB-Demodulation, Transistorschaltung 69/185
AM-ZF-Verstärker mit Piezofilter 68/129
Amplitudenmessungen 68/179
angepaßte Leitung 69/199
Ankopplung, Speiseleitung 69/204
Anpassungsnetzwerk 69/198
Anrufkontrolle, automatische, UKW-Funkstation 70/270
Antennen, horizontale, für KW 68/169
Antennenarten 71/191
Antennenfilter 69/242
Antennengewinn 68/169
Antennenkoppler 69/198, 205
Antennenkopplung 71/193
—, hochinduktive 71/193
Antennenkopplung, hochintensive, mit Verlängerungsspule 71/193
—, kapazitive 71/196
—, niederinduktive 71/195
Antennenkopplungsschaltung, induktive Abstimmung 71/196
—, Kapazitätsabstimmung 71/193
Antennenrichtung, Berechnung 71/49
Antennenverstärker, 2-m-, Schaltung 71/149
Antifaschisten 69/24
Antifunkmeßrakete 71/25
Antiparallelschaltung, Thyristor- 70/103
Antitrip-Schaltung 69/168
Anzeigebaustein 71/98
Anzeigeröhren, Funktion 68/117
Anzeigeröhren mit kalten Katoden 68/113
Appleton-Schicht 68/301
Applikationsschaltung für Doppeldiode 69/125
Arbeitsgemeinschaft der Rundfunkanstalten ARD 70/29ff.
Arbeitsrichtung, Berechnung 71/48
ARD, „Rat der Götter" 70/27ff.
astabiler Multivibrator 71/102
Audion, FET- 70/125
Aufwärtsmischer 71/245
Aussteuerungsmesser (Magnetbandgerät) 68/194
Autoantenne, Ersatzschaltbild 71/192
automatisches Ladegerät 71/264
Autosuper, Besonderheiten 71/190
—, Eintakt-A-Endstufe 71/205
—, Mischstufe 71/198
—, NF-Verstärker 71/204

Autosuper, Oszillatorstufe 71/198
—, Selbstbau 71/190ff.
—, Vorstufe 71/198
—, ZF-Verstärker 71/204
Award-Bureau 70/284
Award-Bureau, DM- 68/181, 71/274

Balancemodulator 71/92
Band II (UKW-Hörrundfunkbereich), 68/30
Batterien 68/316
Bauelementefehler 68/95
Bauelemente, neue 69/101
Bauelemente der Nachrichtentechnik, selektive 68/125
Bausteine 69/209
Bausteintechnik, Empfangsanlage 69/209
BB 107 69/125
Bedienungskopf, 4-mm-Achse 69/161
Befestigung, Lautstärkepotentiometer 69/251
Bell, Alexander Graham 71/269, 270
Beschleunigungsgeber 68/74
Beschleunigungsmesser 68/75
Betriebszuverlässigkeit 68/83
Beugefaktor 71/51
Bezeichnungsschlüssel, integrierte Schaltungen 71/93
Bild-ZF-Verstärker-Platine 69/233
Binarzähler 71/95
Bionik, kleine Lektion 68/265ff.
bionische Systeme 68/267
biophysikalische Größen, telemetrische Messung 69/65
bistabiler Multivibrator 69/212, 71/209, 210
Blitzgerät 69/227
BND 71/35
Bodenstationen für Nachrichtensatelliten 71/56ff.
Bourseul, C. 71/269
Breitbanddipol 70/147
Breitbandverstärker, Korrekturdrossel 68/306
—, 2stufiger 71/83, 84
—, 3stufiger 71/83, 84
Brennstoffzellen 70/46
Brückenschaltung für Frequenzvergleich 71/252ff.
— für Meßteil 71/182

CGS-System, Umrechnung in Zoll-System 71/301
Chassisblech 69/247
Chromatron 68/80
Chromatronbildröhre 68/81

CIA 71/39
Clapp-Gouriet-Oszillator 69/189
C-Messung, Meßgeräte 69/71
Color-killer 71/21
Colpitts-Oszillator 69/190
Computer-Dialog 70/60ff.
Computer-Lyrik 70/66
Computersprache, internationale 70/19
Containereinsatz 70/23
Contestbearbeiter, Anschriften 70/283
Contest-Bureau 70/284
Conteste 68/279ff.
—, Funkamateur- 69/268ff., 70/281ff. 71/273
Cooke 68/20
CPR-Diplom 68/286
Creed, Frederic 70/279
Creed-Undulator 70/279
CV-Dioden 69/116ff.
CW-Filter 69/183

Dämpfung 68/300
Dämpfungsdiode im Kollektorkreis, UKW-HF-Vorstufe in Basisschaltung 69/135
Dämpfungsglieder, π-Schaltung 69/308
—, T-Schaltung 69/308
Datenspeicher 70/19
Datenfernverarbeitung 70/63
Datenverarbeitung 70/19
Datenverarbeitungsanlage, elektronische (EDVA) auf dem Gefechtsstand 69/81
Datenverarbeitungsanlagen, moderne Arbeitsprinzipien 70/60ff.
Datenverarbeitungsanlage R 300 68/37
Dauerprüfeinrichtung 71/264
DDR-20-Diplom 70/287
Debyesche Temperatur 71/60
Deemphasisstufe 71/21
Dekoder, HF-Stereofonie 70/256
Delon-Schaltung 69/173
Demodulation von NBFM 71/148
Destillationsanlage, Überwachung 70/114
Deutscher Volkssender 69/21
Deutschlandfunk 70/31
Deziton 70 A 71/153
Dickenscherschwinger 69/311
Dickfilmtechnik, Entwicklung 70/164
Differenz-Ton-Generator 68/228
Differenzverstärker 71/83
—, Nullpunktkorrektur 71/183
—, Prinzipschaltung 71/182

Diffusionstechnologie 69/92
Digitalbausteine 71/95 ff.
Diktiergerät 69/289
Diode, druckempfindliche 70/106
Diplom *AAA* 71/278
Diplom BELARUS, sowjetisches 69/271
Diplom *DXCC* 71/273
Diplom SSSR-50, sowjetisches 69/271
Diplom *WAA* 71/277
Diplom *WAE* 71/276
Diplom *WAP* 71/278
Diplom *Worked all Asian Award* 71/278
Diplom *101* 71/275
Diplombüro 68/281
Diplome, Funkamateur- 68/279 ff., 69/268, 70/281, 71/273 ff.
DM-Award-Bureau 68/281 70/284,
DMCA-Diplom 68/282
DM-Jahresabschlußwettkampf 69/275
DM-KK-Diplom 70/288
DM-Kreiskenner-Diplom 70/289
DOFIC-Schaltkreistechnik 70/98
Doppeleinrichtung, Lochstreifen 71/266
Drahtlehren, englische, amerikanische 70/314
Drahtnachrichtenverbindung 71/284
Drehspulinstrument 68/141
Drucktastensatz 71/176
D-Schicht 68/300
Düppel 71/26
Dunkelschaltung 70/115
DX-Amateur, Länderliste 71/287
DX-Club-Diplom *DXCR*, sowjetisches 69/271

Edison, Thomas Alva 71/272
EDV 70/24
EDV-Mehrfachverarbeitung 70/62
Eichpunktgeber, transistorisierter 68/153
Eigenkapazität, Zylinderspule 68/309
Eingangsschaltung, KW-Superhet 71/145, 146
Eingangsstufe, 2-m-Konverter 68/261
Eingangsübertrager 69/240
Eingangs- und Oszillatorkreis, elektronische Abstimmung 69/124
Eingangsverstärker 70/204
Einkanalanlage 69/216
Einkreisempfänger, Schaltungsvorschlag 69/232
Einphasenbrückenschaltung, Thyristor- 70/104
Einseitenbandempfänger *AN/MRC-95* 68/16
Einseitenband-Quarzfilter 69/182
Einseitenbandtechnik (SSB) 70/133 ff.
Elektroakustik, allgemeine Ausdrücke 70/296
—, Begriffe der 70/296
Elektroball — Fußballspielautomat 69/259 ff.
—, Mustergerät 69/267
Elektroenergieerzeugung 70/45 ff.
Elektrolumineszenzlichtquelle 69/107
Elektrolumineszenzplatten 69/109
elektromechanisches Zündsystem 70/84
Elektronenblitzgerät, Eigenbau 69/226
Elektronenrabe Huggy 70/292
Elektronenrechenmaschine 69/86
Electronics 68/11, 29, 82, 141, 213, 237, 289, 295
Elektronik im Jahre 2000 70/17
Elektronik in der Sportwissenschaft 68/69
Elektronikindustrie 69/64
Elektronik-Neuigkeiten 69/55, 64, 100, 137, 208, 258
Elektronik-Splitter 70/26, 66, 75, 98, 106, 117, 131, 164, 178, 186, 203, 244, 265
Elektroniktechnologie 69/90
elektronische Datenverarbeitungsanlage (EDVA) 69/69
— Stoppuhr 71/207 ff.
elektronischer Schießstand 68/238
— Würfel 71/101, 102
Empfangsgeräte, Selbstbau 71/107 ff.
Empfängerabgleich, Schaltungen 70/254
Empfängerbaustein 69/209
Empfängerchassis 69/248
Empfängerschaltungen (80-m-Band), Fuchsjagd 68/131
Empfängerschaltungen, KW-Hörer 68/157
Empfangsanlage, Bausteinelement 69/209
—, Bausteintechnik 69/209
—, Funkfernsteuerung 69/209
Empfangskonverter, Röhren 69/149
—, Transistor 69/149
Endstelle, aktive 71/176
—, passive 71/176
Endverstärker (Magnetbandgerät) 68/192
Energiedirektumwandlung 70/45 ff.
Energieübertragung, außerirdische 70/25

Energiewandlung, thermionische 70/48
—, fotoelektrische 70/54
—, magnetohydrodynamische 70/50
—, radio-nuklide 70/56
—, thermoelektrische 70/53
Entladecharakteristika, Batterien 68/316 ff.
Entwurf zuverlässiger Halbleiterschaltung 68/93
Entzerrerverstärker (Magnetbandgerät) 68/188
Entzerrervorverstärker, Tonabnehmer 70/213
Exciter, SSB- 70/170
Exosphäre 68/301

Fahrmodell *Omega* 69/216
Fahrprogramme, automatisierte 70/23
Fahrstromregeleinrichtung 71/221
Fahrstromregler für Modelleisenbahn 71/220 ff.
— mit Konstantstromspeisung 71/223
Fahrstromregelung durch sekundäre Spannungsregelung 71/222
Fahrzeugbetrieb, automatisierter 70/23
Farbdifferenzsignale 69/57
Farbfernsehbildröhre 68/78
Farbfernsehempfänger *RFT-Color 20* 71/17 ff.
Farbfernsehen, Problematik 68/77 ff., 69/57 ff., 70/68 ff.
—, Signalpegel 69/62
Farbfernsehtechnik 71/17
Farbkennzeichnung, Widerstände Vorsatz 1968
—, Kondensatoren Nachsatz 1968
Farbmusikanlage 69/253
Farbmusikanlage mit Transistorverstärker, LC-Filter 69/255
—, RC-Filter 69/256
Farbmusiksteuerung 69/257
Farbtöter 71/21
Feldeffekttransistor 68/105 ff.
—, Amateurfunkpraxis 71/143 ff.
—, Kompendium 70/119
Fernschaltprüfgerät 70/271
Fernsehempfänger 69/16
Fernsehgerät, flaches 70/178
Fernsehgeräte 69/17
Fernsehgerätewerke Staßfurt 69/11
Fernseh-Kameraröhre, neue 70/203
Fernsteueranlagen 69/215
—, Signalverschlüsselung 70/221
Fernsteuerempfänger 70/221
Fernsteuer-Meßmethoden 70/228
Fernsteuer-Schlüsseltonsender 70/224 ff.
Fernsteuersender 70/223
— mit Si-Transistor 71/215 ff.
—, 12 Kanäle 68/249
Ferrite, weichmagnetische
Festkörperelektronik 70/21
Festkörperschaltkreis 70/94
FET 71/144
—, HF-Schaltung 71/145
FET-Adapter 71/144
FET-Arbeitsweise 70/119
FET-Schaltungssammlung 70/125 ff.
Fiberoptik, Anwendungsmöglichkeit (Lichtleiter) 68/47
Filtermethode, SSB-Signal 69/163
Filterverstärker 69/168
Flächenscherschwinger 69/311
Flüssigkeitskontrolle 70/114
Flugmodelle 69/219
FM-Super *A76* 71/88
Fremdsprachenübersetzung, automatische 70/18
Frequenz, Einstellen auf Frequenzverhältnis 71/253
—, Identifizierung 71/253
—, Verhältnisbestimmung 71/253
Frequenzabstand, relativer 69/309
Frequenzfahrplan 69/179
Frequenzmesser 68/150
Frequenzmessung, UKW-Bereich 68/143
—, Literatur 68/155
Frequenzmessungen 68/180
frequenzstabiler Oszillator 69/189
Frequenz-Temperatur-Charakteristik 71/74
—, maximale 71/76
Frequenzvergleich 68/147, 183
—, Brückenschaltung 71/252 ff.
Frequenzwert, Bestimmung 71/253
Frontplattenverkleinerung durch Lichtleiter 68/50
F-Schicht 69/301
FS-Empfänger, Zusatzschaltung für Schwerhörige 68/167
Fuchsjagd, Schaltungspraxis (80-m-Band) 68/131
Fuchsjagdempfänger, Geradeausprinzip 68/134
Fuchsjagdpeilempfänger 68/263
Fuchsjagdpraxis, Kleinsender für 70/153 ff.
Fuchsjagdsender, 80 m und 2 m 69/139 ff.
Fuchsjagdsuperhet 68/138
Führung von Gefechten 69/87

Führungssignal 69/82
Führungssystem, elektronisches 69/87
Funkamateurconteste 68/279ff., 69/268ff., 70/281ff., 71/273
Funkamateurdiplome 68/279ff., 69/268ff., 70/281ff., 71/273
Funkaufklärung 69/296
Funkaufklärungsgeräte 71/24
funkelektronischer Krieg 71/24
Funkentfernungsmesser 69/296
Funk-Fernschreib-Polygon *(Fs P-20)* 71/265
Funkfernsteueranlage 69/209
Funkfernsteuerung 69/209ff.
—, Empfangsanlage 69/209ff.
—, 12 Kanäle 68/248ff.
Funkfeuer 69/296
Funkgegenwirkung 71/284
Funkgerät *AN/ARC-54* 68/17
Funkgerät *ARC-45* 68/15
Funkgerät *MRC-95* 68/17
Funkhöhenmesser 69/296
Funkkompaß 69/296
Funklaboratorium Nishni Nowgorod 70/13
Funkmeßaufklärung 69/296
Funkmeßbild 69/297
Funkmeßkontrast 69/297
Funkmeßreflektor 71/26
Funkmeßscheinziele 71/26
Funkmeßtarnung 69/297
Funkmeßzünder 69/297
Funkrichtung 69/297
Funksendungen, gerichtete 71/284
Funksprechgerät 68/264
Funkstation Zarskoje Selo 68/27
Funkstörungen, aktive 71/25
—, passive 71/25
Funkstörungen 71/284
funktechnische Gegenwirkung 71/24
—, Mittel 69/297
funktechnische Truppen 69/297
Funktelefon 70/79
Funküberwachung 69/297
Fußballspielautomat 69/259ff.

GaAs-Festkörperlichtquelle 69/107
GaAs-Leuchtdioden, Eigenschaften 69/111ff.
Gallium-Arsenid-Diode 69/107
Ganzwellen-Spreizdipol 70/144
Gate-Dip-Meter, FET- 70/130
Gate-Grundschaltung 71/145
Gauß 68/21, 69/276
Gebeausbildung 71/258
gedruckte Schaltungstechnik 68/123
Gegentakt-B-Verstärker 71/90
Gegentakt-Mischstufenschaltung 71/147
Gehlen-Geheimdienst 71/35
Geisterstimme 69/20ff.
GELOSO-Konverter G 4/161, 69/156
Geminiden 71/46
Generatorblöcke, 1000 MW 70/25
Geradeausprinzip, Fuchsjagdempfänger 68/134
Geradeausverstärker 71/245
Gerätesystem, Robotron 300 68/37
gerichtete Funksendungen 71/284
Geschichte, Nachrichtentechnik 68/19ff., 69/276ff., 70/275ff. 71/269ff.
Glasfasern, Bündel 68/47
Gleichspannungsröhrenvoltmeter 68/234
Glockenkurve 71/21
„Göttinger Sieben" 68/22
Grenzfrequenz 68/301
Grid-Dip-Meter 68/152
Grid-Dip-Oszillator 68/154
Großsuper *Antonio* 68/31
GST-Amateurkonstrukteure 68/258ff.
GST-Ausbildung 68/290ff., 69/281ff., 70/261ff.
GST-Leistungsschau 68/258ff.
GST, IV. Kongreß 69/285

Halbduplex 71/284
Halbleiter, polymere 71/219
Halbleiterschaltung, integrierte 69/101
Halbwellendipole 68/173
Heegener-Schaltung 69/168
„heiße" Reserve 68/87
Hellmarken, Frequenzvergleich 68/183
Hell-Schaltung 70/114
Henry, Joseph 69/280
heuristische Programmierung 69/98
H-Filter 68/128
HF-Millivoltmeter, transistorisiertes 71/181ff.
HF-Spannung, Messen 71/185
HF-Stereofonie, Dekoder 70/256ff.
HF- und ZF-Teil (Fuchsjagdsuper) 68/139
HF-ZF-Teil 69/250
Hilfsfrequenz 71/245
Hilfs-*(Ider-)*frequenz 71/248
Hochfrequenzfunkgerät AN/PRC-47 68/16
hochinduktive Antennenkopplung 71/193
— — mit Verlängerungsspule 71/194
Hochspannungsgerätetechnik 70/22

Hochspannungskabelsysteme, gekühlte 70/24
Hochspannungsschaltgerätetechnik 70/21
Höchstfrequenzenergieübertragung 70/25
Höchstspannungskabel 70/25
Hörausbildung 71/258
—, Schwierigkeiten 71/259
Holografie 69/55. 70/77
Hologramme 70/78
Horchkompanie 71/34
Horizontalablenkschaltung, thyristorbestückte, für Farbfernsehempfänger 69/208
horizontale Kurzwellenantennen 68/169 ff.
Huggy, Neues von 68/296 ff., 69/293 ff., 70/292 ff., 71/280 ff.
Hughes, David Edward 70/276, 71/272
Hybridschaltung 70/91
Hybridtechnik 69/91
Hybridtechnologie 70/92

Idler-Frequenz 71/245
Impedanzwandler 70/199
Impulsformer 71/101
Impulsverstärker, 2stufiger 71/207, 208
Impulsschema 69/216
Induktivität, geschirmte Spule 68/309
Induktivitäten, Kondensatorenreihenschaltung 69/302
Induktivitätsabstimmung 71/192
Induktivitätsmeßgerät Typ 1500 69/74
Industrietuner, sowjetischer 68/30
Informationsübermittlung 69/82
Infradyneschaltung 71/116
Infrarot-Fallen 71/28
Infrarot-Fotogerät 71/285
Infrarottechnik 71/284
Ingenieurpsychologie 69/98
Integration, Bauelemente 70/20
integrierte Bauelemente 69/90
— Dünnfilmtechnik 69/90
— Halbleiterschaltung, TESLA 69/101
— Halbleitertechnik 69/90
— kryoelektronische Anlage 71/59
— Schaltung 70/91
— —, praktische Beispiele 71/83 ff.
— —, Bezeichnungsschlüssel 71/93
— Schaltungssysteme 70/91
Integrierter Verstärker 70/96
—, MAA 115/69 101
—, MAA 125 69/101
—, MAA 145 69/101
Intelsat 71/65
Ionisation 68/301
Ionisationsflammenüberwachung 70/113
Ionisationssonde 70/113
Ionosphäre 68/302
IRC 71/273
Isolationstechnologie 69/92
IS, praktische Beispiele 71/83 ff.
—, Bezeichnungsschlüssel 71/93

Jacobi, Moritz Hermann 70/275
Junge Pioniere, Neuerer 69/286 ff.

Kaltkatoden-Relaisröhren 68/124, 70/107
—, Daten 70/116
Kanalbaustein 69/210 ff.
Kapazität, Plattenkondensator 68/313
Kapazitätsabstimmung 71/192
Kapazitätsbestimmung 68/141
Kapazitätsdiode 69/116
Kapazitätsdioden, Daten 69/126 ff.
Kapazitätsmeßgerät Typ 1512 69/74
Kapazitätsvariationsdiode (CV-Diode) 69/120
kapazitive Antennenkopplung 71/196
Kaskode-HF-Verstärker, FET- 70/127
Kaskodekonverter 69/152
Kaskodeschaltung 71/145
— für das 2-m-Band 71/151
Kernverschmelzung, thermische 70/22
Kettenfilter 68/130
Klanbild 71/259
Klangregelschaltung, FET- 70/126
Klangregelstufe (Magnetbandgerät) 68/191
Klang- und Lautstärkeregelung 70/215
Kleinbaustein, Universalleiterplatte 70/195
Kleincomputer 70/19, 22
Kleinsender 70/153
KME-3-Bausteine 71/83
Kodierung 71/285
Komplexmessung 70/273
Kondensator, Ersatzschaltbild 69/72
Kondensatoren, Farbkennzeichnung Nachsatz 1968
—, Sinterwerkstoff- 68/314
Konstantstromspeisung, Fahrstromregler mit 71/223
Kontaktaufnahme, außerirdische 70/18
Kontaktforschung 70/21

Kontinentdiplome 71/274
Konverter, für 70-cm-Amateurband 71/154ff.
—, UHF- 71/65ff.
—, —, Bauanleitung 71/238
—, 2-m- 71/150, 152
Koppelglied, abgestimmtes 69/200
Korrekturdrossel, Berechnung 68/306
Kreiskennziffern 70/289
Kreuzschalter 71/137
Krieg, der Elektronik braucht 68/11ff.
—, funkelektronischer 71/24
kryoelektronische Anlage, integrierte 71/59
Kryostat 71/61
Kryotechnik 70/21
Kurzwellenantennen, Leistungsfähigkeit horizontaler 68/169
Kurzwellenausbreitung 68/302
Kurzwellenradargerät *AN/PSS-4* 68/15
Kurzzeit-Meßuhr, Prinzipschaltung 68/71
KW-Amateur, Transistortips 70/179ff.
KW-Einkreisempfänger 68/159
KW-Hörer, Empfängerschaltungen 68/157ff.
—, „Vater" 70/261
KW-Lupe, elektronische 69/122
KW-Kleinsuper 68/165
KW-SSB-Exciter 70/170
KW-Superhet, Eingangsschaltung 71/145, 146
—, Oszillatorschaltung 71/147
KW-Superhet-Schaltungspraxis 69/179ff.
KW-2-Kreisempfänger 68/161
KWH-Dielektrika, Sinterwerkstoffkondensatoren 68/314
Kybernetik 69/95
—, technische 68/268

Ladegerät, automatisches 71/264
Ladezustandsprüfer, NK-Sammler 70/268
Länderliste, DX-Amateur 71/287
Längsscherschwinger 69/311
Laserdiode 69/111
Lasertechnik, Nutzung 70/20
Lautstärkeeinstellung 70/217
Lawinen-Diode 71/180
LC-Meßgerät 70/245
LC-Meßgeräte 69/74
Legat 71/269
Leiterplatte 69/232, 233, 234, 235
Leiterplatte, „Bistabiler Multivibrator" 69/224
—, „Empfängerbaustein" 69/221
— für RC-Sinusgenerator 71/231ff.
—, „Kanalbaustein" 69/223
—, „Relaisbaustein" 69/225
—, „Tonkreisstufen" 69/222
—, Universal- 70/193
Leiterplatten, Zeichengerät für 71/226ff.
Leiterplattenselbstherstellung 70/187
Leiterplattenteil 69/233
Leitungskreis, Längenberechnung 71/161
—, Wellenwiderstand, Berechnung 71/161
Leitungsweiche, elektronische 70/272
Lenin und Funk 70/11ff.
Lenins Funker *Doshdikow* 68/25
Leoniden 71/46
Lernautomat 70/18
Lese-Stanzeinheit Robotron 300 68/41
Leuchtdiode 69/107
Leuchtkondensator 69/107
Lexikon, kleines, für Newcomer 68/300, 69/296, 70/296, 71/284
Lichtleiter für „geformte Anzeige" 68/51
„Lichtwellen-Hohlleiter" 68/47
Linearendstufe, SSB-Betrieb 70/133ff.
Linearmotor 70/23
Link-Leitung 69/206
Lissajous-Figuren 68/149
Literatur 68/61, 68, 76, 112, 124, 130, 140, 155, 167, 187, 203, 213, 237; 69/25, 70, 80, 93, 105, 128, 136, 161, 177, 187, 196, 220, 251, 258, 300; 70/38, 58, 97, 117, 131, 141, 151, 192, 203, 220, 232, 255, 260
L-Messung, Meßgeräte 69/71ff.
Lochstreifen, Doppeleinrichtung 71/266
—, Prüfeinrichtung 71/266
Lockangel, elektronische 68/244ff.
Löschgenerator (Magnetbandgerät) 68/194
Löten 69/177
L- und C-Meßgeräte, transistorisierte 69/74
Lyriden 71/46

Magnetbandgerät, mechanischer Aufbau 68/196
—, Qualiton Super *M 20* 70/318 und Beilage
—, Transistor-, selbstgebaut 68/188

Magnetbandregelgerät, stufenloses 70/274
Magnetbandspeicher *R 300* 68/41
Magnetbandspeichergerät, Datenverarbeitungsanlage 68/57
magnetomechanische Filter 68/126
Manifer-Schalenkerne 68/316
Markierungstechnologie 69/92
Maskenbildröhre 68/77
Mehrzugbetrieb durch Fahrstromreglerbaustein 71/224
Meßbrücken 69/72
Meßfühler 69/66
Meßgerät 71/263
Meßgeräte, moderne (L- und C-Messung) 69/71 ff.
Meßmethoden, Fernsteuerung 70/228
Meßpraxis 70/245
Meßschaltung für NF-Spannungen 68/247
Meßtechnik 70/17, 19
Messung, telemetrische 69/65
Messung, größere Kapazitäten 70/248
—, Induktivität 70/249
—, kleine Kapazitäten 70/248
—, Spulenwicklungskapazität 70/249
Messungen mit Oszillografen 68/179
Meßsystem, telemetrisches 69/65
Meßverfahren, UKW 68/143
—, elektronisches 69/65
Meteoreinfallflächen, aktive 71/48, 49
Meteorscatterverbindung 71/46 ff.
Meteorströme 71/46
MHD-Generator-Systeme 70/51
Mikroelektronik 69/89 ff., 70/20
Mikromodultechnik 69/90
Mikrowellenradargerät AN/TPS-33 68/15
Millimeterwellen 69/51
—, Ausbreitungsbedingungen 69/53
—, Erzeugung 69/51
—, Nachrichtensysteme 69/51
—, Übertragung 69/54
Millimeterwellenklystron 69/55
Millivoltmeter, HF-, Transistorisiertes 71/181 ff.
Miniantenne 71/35
Miniaturelektronik 69/90
Miniaturempfänger 71/86
Miniaturisierung 70/21
Mischschaltung, Kreuzmodulationsarme 69/181
Mischstufe, Transistoren 69/129 ff.
—, in Basisschaltung 69/132
—, in Emitterschaltung 69/131
mittlere Funktionsdauer 68/90
MMM-Kaleidoskop 70/266 ff., 71/261 ff.
Mögel-Dellinger-Effekt 68/302
Modellbahnanlage 68/260
Modelleisenbahn, Fahrstromregler 71/220 ff.
Modulatorstufe, Prüfgenerator 68/211
Molnija 1 71/58, 59
—, Bahndaten 71/65
Monoimpulsgerät 71/27
monolithische Schaltungen 70/91
monolithische Technologie 70/94
Morse, Samuel F. B. 68/23, 69/277
Morseapparat 1844 69/278
Morseausbildung, Ablauf 71/258
—, Tips 71/257 ff.
Morsezeichen, Grundeinheit 71/258
MOSFET 71/143 ff.
—, Produktdetektor 71/148 ff.
MOSFET-Voltmeter 70/233 ff.
Motor (Magnetbandgerät) 68/195
MS-Strecken, europäische 71/54
MS-Verbindung 71/47
multiplikative Mischung 69/130
Multivibrator 69/214, 70/196
—, astabiler 71/102
—, bistabiler 71/209, 210
—, Reihenschaltung 69/215
Multivibratorbaustein 69/214
Musik in Farben 69/252

Nachrichtenausbildung 68/276 ff.
Nachrichtenmittel der Zukunft 69/51 ff.
Nachrichtensatelliten 69/49, 71/65
Nachrichtensystem 71/285
Nachrichtentechnik, Geschichte der 68/19 ff., 69/276 ff., 70/275 ff., 71/269 ff.
— und Elektronik im Dienste imperialistischer Spionage 71/33
Nachrichtentruppe, NVA 68/276
Nachrichtenverbindung, Organisation 71/285
Nachtsichtgerät 71/285
Nadeltelegraf 68/19, 20, 23
Netzbaustein 71/103
Netzersatzanlage WSR-300 70/274
Netzteil, einfacher umschaltbarer 69/162
Newcomer-Lexikon, kleines 68/300, 69/296, 70/296, 71/284
NF-Generator 68/211
NF-Meßgeräte, Amateur- 68/227
NF-Selektionsschaltung 69/183
NF-Spannung, Meßschaltung für 68/247
NF-Verstärker mit ECL 82 69/236

NF-Verstärker 1 W 69/104
NF-Verstärker, Prüfungen 68/184
NF-Verstärkerbausteine, einfache 69/231 ff.
NF-Vorverstärkerbausteine, transistorisierte 70/204
Nicolaus-Copernicus-Award (NCA), polnisches 69/274
niederinduktive Antennenkopplung 71/195
Niederspannungsnetzspeisegerät, einfaches 69/188
NK-Sammler, Ladezustandsprüfer 70/268
Nomogramm, Rauschspannungs- 70/184
Nomogramme, funktechnische 68/303 ff., 69/302 ff.
Normwandlung, vollelektronische 71/163
NSA, US-Spionageagentur 70/39 ff.
NTSC-Norm 70/68
NTSC, SECAM, PAL, Vergleich von 70/73
Nullpunkteinstellung 71/183
Nullpunktkorrektur, Differenzverstärker 71/183
numerische Algorithmen 68/54
NVA-Neuererexponate 70/266 ff.

Oberwellenquarze, Transistorschaltung 69/313
Oerstedt, Christian 68/19
Organisation der Nachrichtenverbindung 71/285
Organisationssystem *R 300* 68/42
Orioniden 71/46
Orthikonaufnahmekamera 68/258
Oszillator, FET- 70/127
—, frequenzstabiler, nach *Vackar* 69/189
Oszillatoren, *Colpitts* 69/191
—, *Seiler* 69/191
— *Vackar* 69/191
Oszillatorschaltung, KW-Superhet 71/147
Oszillatorschaltungen 69/309
Oszillatorstufe, Prüfgenerator 68/207
Oszillografen, Messungen mit 68/179
—, Prüfungen mit 68/179

Page, C. G. 71/269
PAL-SECAM, Transkodierung 70/74
PAL-Verfahren 70/71
Paralleldruckwerk R 300 68/41
Parallelinduktivität 69/71
Parallelresonanzfrequenz 69/309
Parallelresonanzschwingschaltung 69/168
parametrische Diode 69/120
— Verstärker 71/244 ff.
passive Funkstörung 71/25
Pausenlänge 71/258
Pausenzeichenmethode 71/258
Perseiden 71/46
p-Faktoren 68/91
Phasenschieber 69/305 ff.
Piezoelektromotor 70/26
Piezofilter, Prüfsignalgeber mit 68/222
—, AM-ZF-Prüfgenerator 68/223
piezokeramisches Filter 68/127 ff.
Pionierfuchsjagd 68/133
Planung von Gefechten und Operationen 69/87
Plattenkondensator 68/313
Plattenspeichergerät 68/58
Poggendorff 71/270
polymere Halbleiter 71/219
Präzisionsspezialkabel 70/25
Preisausschreiben, Ergebnis 69/293
Preisfrage 68 68/298, 71/283
Preisfragenauflösung 70/292 ff., 71/283
Premixer-Prinzip 70/168
Primärelemente 68/316
Produktdetektor, Doppeltriode 69/186
— mit MOSFET 71/148
—, Siliziumtransistoren 69/184
programmierte Schule 70/21
Prüfautomat, programmierter 70/24
Prüfeinrichtung 71/264
—, Lochstreifen 71/266
Prüfgenerator, AM-ZF-, mit Piezofilter 68/223
—, transistorisierter 68/205
Prüfgerät 71/263
—, Funkstationinstandsetzung 70/273
—, UKW-Leistungsverstärker 70/268
Prüfsignalgeber TS 7 mit Piezofilter 68/222 ff.
Psychologie 69/95
Pufferung, Eingabe- und Ausgabe- 70/61
Pumpdrossel 71/248
Pumpfrequenz 71/245
Pumpsignal 71/245
P 75 P ⌐ Diplom 68/284

QSL-Karten 68/280
Quarzfilter 69/169
Quarzoszillatoren, Temperaturkompensation 71/73 ff.

Radio Berlin International 71/40ff.
—, Frequenzen 71/45
Radio Free Europe 70/29
Radioklubs, Anschriften 68/320
Radiosonden 69/297
Radiotelemetrie 69/66ff.
RADM-Diplom 68/282
Rätsel 69/301
Ratiodetektorfilter, Wicklungsaufbau 69/247
Rationalisierung 69/286
Raumtonlautsprecher 68/99
Rauschspannung, Berechnung 70/317 und Beilage
Rauschspannungsnomogramm 70/184
Rauschtemperatur, Berechnung 71/60
RBI 71/40ff.
RC-Generator 68/230
RC-Sinusgenerator 71/231ff.
Reaktanzdiode 69/120
Reaktanztransistor 68/32
Reaktanzverstärker 71/244
—, Schaltung 71/247
Rechenautomat, prinzipieller Aufbau 68/37
Rechenmaschinen als Übersetzer 68/53
Rechenschieber, Meßverfahren 70/317 und Beilage
Rechenstab, Beschreibung 70/316
Reflektoren 71/28
Registriersystem 69/68
Reis, Johann Philipp 71/269, 270
Reisesuper *Stern-Camping* 70/319 und Beilage
Relaisbaustein 69/212
Relaisprüfgerät 71/267
resonant gate transistor 71/119
Resonanzsystem, Frequenzmessung 68/144
Resonanzverfahren 69/72
RFT-Amateur-Fachfilialen 69/258
RFT-Color 20 71/17
RGT 71/119
Rhombusantenne, UHF-Bereich 70/150
RIAS 70/29
Ringmodulator 71/127ff.
Robotron 300 68/36ff.
Röhrenempfangskonverter, 2-m-Band 69/149
Röhrenvoltmeter 68/231
Rudermaschine *Servomatic 12* 69/220
Rundfunkempfänger, automatische Scharfabstimmung 69/124
Rundfunksender, antifaschistische 69/20
Rundfunkzonen der Erde 68/288—289 Faltblatt
R-6-K-Diplom 68/283
R-150-S-Diplom 68/283

Schallausbreitung, Begriffe der 70/298
Schallnachrichtenverbindung unter Wasser 71/285
Schallplattenvorverstärker 70/197
Schallübertragung, Begriffe der 70/299
Schaltautomatik, Drehstrommotor 70/111
Schaltbausteine, elektronische 70/21
Schaltkreis, 1stufiger 71/83
Schaltstufe 71/210
Schaltungserprobung 68/94
Schattenmaskenbildröhre 68/77
Schießstand, elektronischer 68/238ff.
Schiffsmodell 69/217
Schilling 68/19, 69/276
Schillingscher Nadeltelegraf 68/19
Schlaf aus der Maschine 68/76
Schlüsseltonsender, Fernsteuer- 70/224ff.
Schmetterlingsdipol 70/145
Schnellgeber 71/37
Schnelltelegrafieapparat, Wheatstonescher 70/278
Schreibtelegraf, elektromagnetischer 69/279
—, erster 69/278
Schwebungssummer 68/227
Schwerhörigengerät 69/103
Schwerhörigen-Zusatzschaltung (FS-Empfänger) 68/167
Schwingquarztechnik, Begriffe der 69/309
Schwingungssysteme, Begriffe der 70/297
Scorpius-Sagittarius-Ströme 71/47
SECAM-Dekoder 71/20
SECAM-Farbfernsystem 71/17
SECAM-Schalter 71/20
SECAM-Verfahren, Übertragung 69/58
Seiler-Oszillator 69/190
selbstschwingende, quarzstabilisierte Mischstufe 69/134
selbstschwingende Mischstufe in Emitterschaltung 69/133
Sender *Baltikum* 69/22
Sender *Freies Deutschland* 69/22
—, Funkfernsteuerung 68/248ff.
—, 27, 1-MHz- 71/262
Senderanzeige, geografische 68/47
Serieninduktivität 69/71
Serienresonanzfrequenz 69/309

Serienresonanzschaltung 69/168
Serienschaltung im Zuverlässigkeitssinne 68/85
Sicherheitseinrichtung EAG 71/268
Sicherungssystem, optisches, mit Lichtleitern 68/50
Signalverschlüsselung, Fernsteuerung 70/221
Siliziumtransistoren, Super mit 70/182
—, Tabelle 70/311
Simultanbetrieb 69/215
Sinterwerkstoffkondensatoren 68/314
S-Meter, Schaltung 71/149
Solarzelle, Aufbau 70/55
SOP-Diplom 68/282
Source-Grundschaltung 71/145
Spannungseichnormal, FET- 70/129
Spannungsmesser, FET- 70/129
Speiseleitung, abgestimmte 69/197
—, Ankopplung an Senderendstufe 69/197
Sperrschicht-FET 71/143
Spielautomat, 4 Programme 68/217
—, 2 Programme 68/215ff.
Spinnennetz aus 87 Frequenzen 69/26
Spionage, imperialistische 71/33
Spionageagentur *NSA* 70/39ff.
Spreizdipol, Ganzwellen- 70/144
Spule, geschirmte 68/309
—, Zylinder- 68/309
Spuleneigenkapazität 69/77
SSB-Betrieb, Linearendstufe 70/133
—, 2-m-Band 70/165
SSB-Empfänger mit Quarzoszillator und Premixer 69/180
SSB-Endstufe 70/137
SSB-Exciterplatine, Transistorbestückung 69/163
SSB-KW-Transceiver DELTA-A 71/120ff.
SSB-PA-Stufe 70/136
SSB-Sender, Ringmodulator 71/127ff.
Steinheil, Karl 69/280
Stereodekoder 71/170
Stereogenerator 68/262
Stereopraxis, kleine 68/99
Stereosteuergerät 71/165ff.
Stiftschreiber 69/279
Stoppuhr, elektronische 71/207ff.
Störungen, erdmagnetische 68/301
Stratosphäre 68/302
Stroboskop 68/73
Stromregelungs-Abschaltautomatik 71/263
Stromversorgung R 300 68/42
Stromversorgungsgerät, Funkstationinstandsetzung 70/273
Subminiaturtechnik 69/90
Superhet, Fuchsjagd 68/138
Superhet mit Siliziumtransistoren 70/182
Synchronisationsschaltung 69/137
Synchronmethode 71/258

Tabelle, Thyristor- 70/312
—, Transistor- 70/308
—, —, Ungarische Volksrepublik 71/305
Tabellenanhang 70/308ff., 71/287
Taktgeber 71/210
Tastfunker 71/257
Tauriden 71/47
technische Daten *R 300* 68/43
Telefon-Anrufbeantworter 69/286ff.
Telefon (Geschichte) 17/269ff.
Telemetrie 69/65ff.
telemetrische Messung, Auswertgeräte 69/68
Temperaturkompensation, Thermistor- 70/179
—, Quarzoszillatoren 71/73 ff.
—, —, Berechnung 71/77ff.
TESLA, Halbleiterschaltung 69/101
—, Oszillator 69/192
—, Transistoren, Tabelle 70/308
thermionische Energiewandlung 70/48
Thermorauschen 71/60
Thyristor, Anwendung 70/99ff.
Thyristorgrundschaltungen 70/103
Thyristortabelle 70/312
Thyristorzündung 70/88
Time-sharing-Betrieb 70/64
Tinkertoy-Baugruppe 69/91
Tonabnahmer, Entzerrervorverstärker 70/214
Tonfrequenzmillivoltmeter 68/232
Tongenerator 68/227
Tonkreisstufen 69/209
Transistordaten, DDR-Fertigung 69/318
Transistorempfangskonverter, 2-m-Band 69/149
Transistoren, Daten sowjetischer 69/314
—, Papier- 70/131
transistorisiertes HF-Millivoltmeter 71/181ff.
Transistorkonverter 68/262
—, *TC 21* für das 2-m-Band (DJ 3 DT) 69/157
—, für das 2-m-Band (nach W 6 AJF) 69/160
Transistormagnetbandgerät, selbstgebaut 68/188

Transistorprüfgenerator, Selbstbau 68/205
Transistorsender, 5-W-, Fuchsjagd- 70/153
Transistorsuperhet, MW-Eingangsschaltung mit elektronischer Abstimmung 69/125
Transistortabelle, Ungarische Volksrepublik 71/305
Transistorvergleichstabellen 69/314, 70/308
Transistorzündung 70/85
Transponder, SSB- 70/171
—, 2-m- 70/176
Transverter, Speisung von Elektrolumineszenzplatten 69/111
Trefferanzeige, elektronischer Schießstand, Transistorbestückung 68/240
—, elektronischer Schießstand, Röhrenbestückung 68/241
Troposphäre 68/302
Truppenführung 69/82
TS 7, Prüfsignalgeber mit Piezofilter 68/222
Tuner 69/237
—, automatische Scharfabstimmung 68/31
—, elektronische Abstimmung durch Kapazitätsdioden 68/35
—, Stereo-Steuergerät 71/166
—, 2 Vorstufen (Grundig) 68/33
Turmfalken 68/290ff., 69/281ff.
Typendrucktelegraf 70/276

Überlagerungsempfänger 69/129
Übersetzung, automatische 68/55
Übertragung, telemetrische 69/65
Übertragungssystem 69/66
UHF-Antennenverstärker 70/305
UHF-Fernsehen 70/302
UHF-Konverter 71/67ff., 154
—, Bauanleitung 71/238
UHF-Superbreitbandantennen 70/143
UHF-Transistor AF 139 70/306
UKW-Bereich-Frequenzmessung 68/143
UKW-Bereich, Funkamateur 69/149
UKW-Diplome, DM-QRA 69/270
—, EUROPE-QRA 69/270
UKW-Empfänger, Transistoren 69/237
UKW-Funkstation, Anrufkontrolle 70/270
UKW-Hörrundfunkempfang 68/31
UKW-Leistungsverstärker, Prüfgerät 70/268
UKW-Tuner, elektronische Abstimmung 69/122
—, Transistoren 68/30, 69/239
UKW-Tuner-Schaltung 71/89
Umrechnung, Frequenz/Wellenlänge 68/303
—, Zoll-System in GGS-System 71/301
Undulator, *Creed-* 70/279
Unijunktionstransistor 71/104
Universalleiterplatte 70/193ff.
Unterwassernachrichtenverbindung 68/63, 71, 285
ursakont 69/298
ursamat, System 69/298
ursapneu 69/299
ursastat 69/300
ursatron 69/299
ursawirk 69/300
USA-Elektronik-Monopole 68/13

Vackar-Oszillator 69/189
Vail, Alfred 69/277
V-Antenne, gestockte 70/149
Varactoren 69/116ff.
Varicaps 69/116ff.
Vergleichsoperation 68/55
Vergleichstabelle, Transistoren 70/308
Veroboard-System 70/196
Verstärker, parametrischer 71/244ff.
Verstärkerröhre PR-1 70/15
VFO (80-m-Band), FET- 70/128
VHF- und UHF-Bereich, elektronische Abstimmung 69/123
Vietnamkrieg 68/14
Voice of America 69/26
„Volkssender" 69/20
vollelektronische Normwandlung 71/163
Voltmeter-Brückenschaltung, FET 70/234
Voltmeter, MOSFET- 70/233
—, HF-Milli- 71/181ff.
Vormagnetisierung (Magnetbandgerät) 68/194
vormilitärische Ausbildung 69/281
Vorverstärker 70/205
—, 3stufiger 71/83, 84
Voxschaltung 69/168

WADM-Diplom 68/282, 70/285
Wandler, Begriffe 70/300
—, Aufnahme- 70/301
—, Wiedergabe- 70/301
Wärmepeilgeräte 71/285
WASM II-Diplom, Swedish 69/269

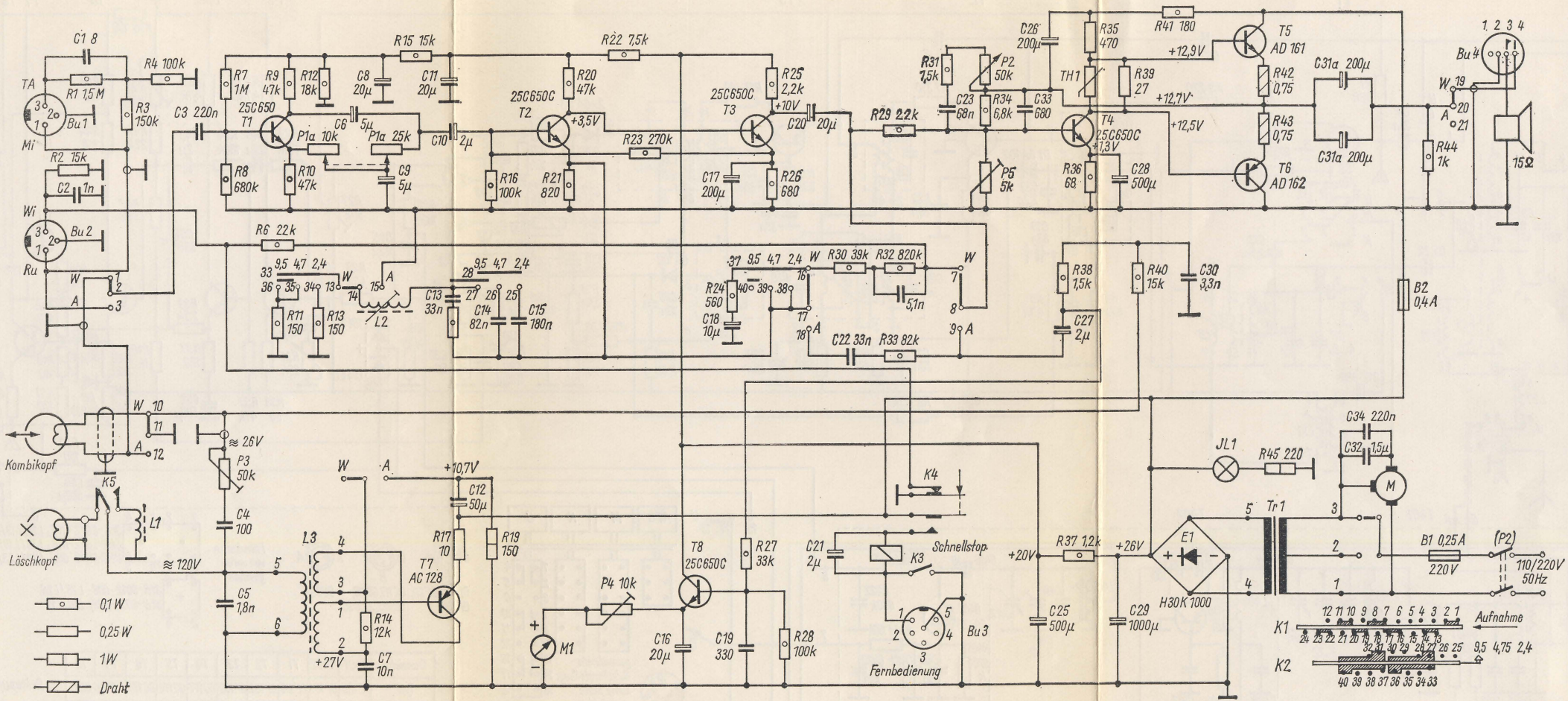
W. B. E.-Diplom, Great Britain 69/270
Weber, Wilhelm 68/22, 69/276
Wechselspannungsverstärker 71/83, 85
Wechselsprechanlage, Selbstbau 71/175ff.
Wellenwiderstand, Eindrahtleitung 69/308
—, Zweidrahtleitung 69/308
Wertheim, W. 71/269
Wetterbeobachtungssystem 69/49
Wettersatelliten 69/39ff.
Wettersatellitenempfangsantenne 69/41
Wheatstone, Charles 68/20, 70/277
Widerstände, Parallelschaltung 69/302
—, Farbkennzeichnung Vorsatz 1968
Wiedergabeorgan, Farbfernsehen 68/77
Wien-Brückengenerator 71/232
Worked 21 Meridian-Diplom, Polen 69/273
Würfel, elektronischer 71/101, 102

Yagi-Antenne, fernbedienbare 68/259

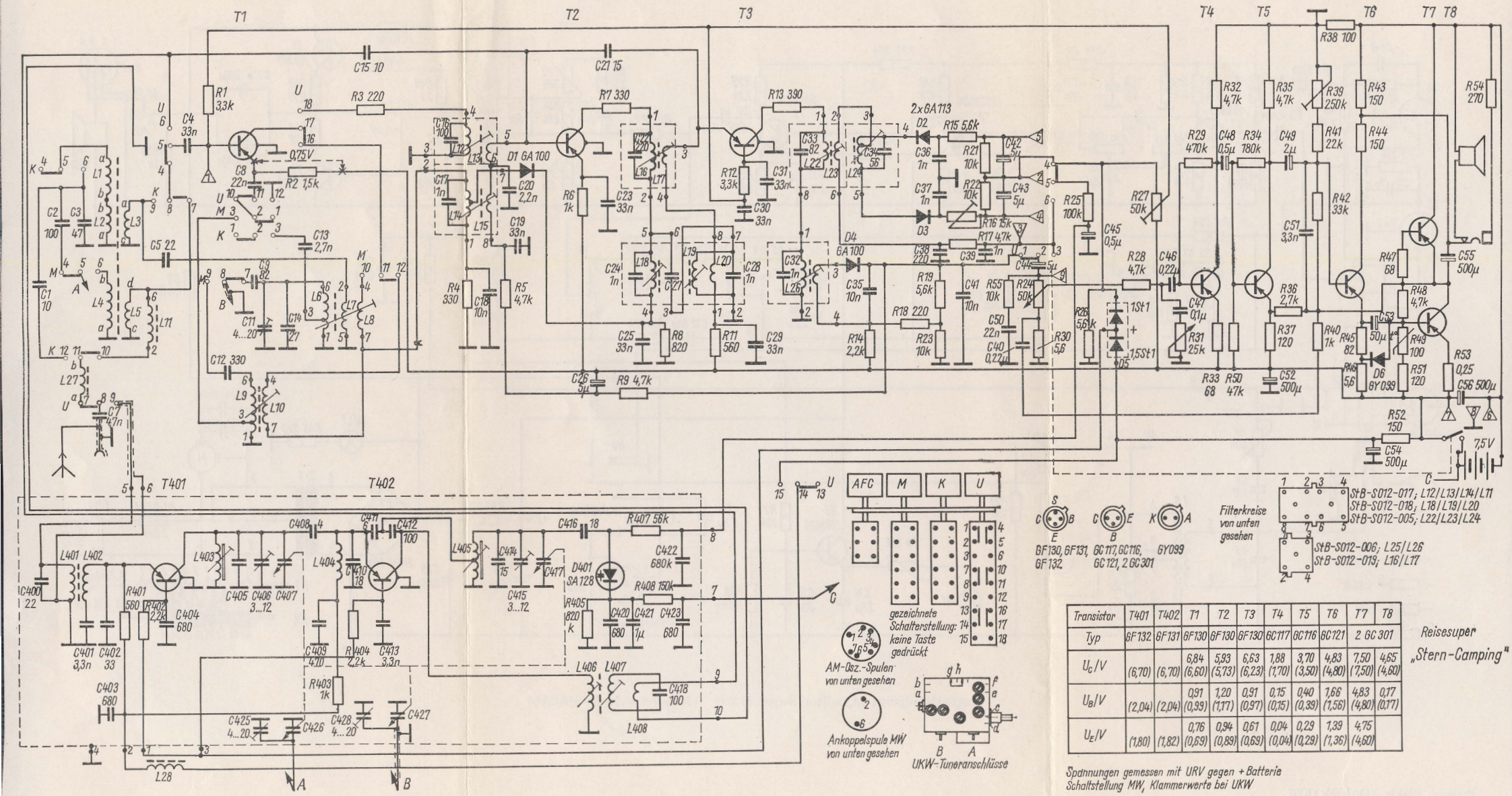
Zählbaustein 68/123, 71/95 ff.
Zählgerät, 71/261
—, Fernschreibleitung 70/266
Zähler, 4stelliger 71/100
Zeichengerät zum Herstellen geätzter Leiterplatten 71/226ff.
Zeichenlängen 71/258
Zeigertelegraf 68/23
Zeilenoszillatorschaltung 69/137
Zeitkonstante, RC-Glied 68/303
—, RL-Glied 69/302
Zeitmeßstrecke 68/72
Zeitmultiplexmodulation, Sender für Funkfernsteuerung 68/248ff.
Zeitschalter, FET-70/127
Zentraleinheit, *Robotron 300* 68/40
ZF-Filter, Wicklungsaufbau 69/247
ZF- und HF-Teil (Fuchsjagdsuper) 68/139
ZF-Verstärker 69/243ff.
—, Stereo-Steuergerät 71/168
ZF-Verstärker 460 kHz, 69/105
Ziffernanzeigeröhre, dekadische 68/115
Zoll-System, Umrechnung in CGS-System 71/301
Zündsysteme 70/82ff.
—, elektromechanisches 70/84
—, Transistor- 70/85
—, Thyristor- 70/88
Zufallsausfälle 68/84
Zuleitungsinduktivität 70/180
Zusatzspeicher *R 300* 68/42
Zuverlässigkeit 70/17
—, Elemente und Systeme 68/85
Zweitelektronenblitzgerät 70/110
Zylinderspule 68/309

1stufiger Schaltkreis 71/83
2-m-Antennenverstärker, Schaltung 71/149
2-m-Band, Empfangskonverter 69/149
—, SSB-Betrieb 70/165
2-m-Fuchsjagdsender 70/157
2-m-Konverter 69/154
— mit Dual-Gate-MOSFET 71/152
— mit Sperrschicht-FET 71/150
—, Nuvistoren 69/155
2-m-SSB-Sender, Phasenmethoden 70/167
2-m-Transistorkonverter *TC 21* 69/156
2-m-Transistorkonverter *CT 2* 69/158
2-m-Transponder 70/176
2stufiger Breitbandverstärker 71/83, 84
2stufiger Impulsverstärker 71/207, 208
2-W-Verstärker 71/91
3stufiger Vorverstärker 71/83, 84
— Breitbandverstärker 71/83, 84
27,1-MHz-Sender 71/262
70-cm-Amateurband, Konverter 71/154ff.
80-m-Band, Fuchsjagd-Empfängerschaltungen 68/131

π-Filter und Ankopplung 69/202
π-Filter, Abstimmung 69/204
π-Schaltung 71/197



Magnetbandgerät „Qualiton Super M 20“ (Näheres siehe S. 318/319)



Transistor	T401	T402	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8
Typ	GF132	GF131	GF130	GF130	GF130	GC117	GC116	GC121	2 GC 301	
U_C/V	(6,70)	(6,70)	6,84 (6,60)	5,93 (5,73)	6,53 (6,23)	1,88 (1,70)	3,70 (3,50)	4,83 (4,80)	7,50 (7,50)	4,65 (4,60)
U_B/V	(2,04)	(2,04)	0,91 (0,99)	1,20 (1,17)	0,91 (0,97)	0,15 (0,15)	0,40 (0,39)	1,66 (1,56)	4,83 (4,80)	0,17 (0,17)
U_E/V	(1,80)	(1,82)	0,76 (0,69)	0,94 (0,89)	0,61 (0,69)	0,04 (0,04)	0,29 (0,29)	1,39 (1,36)	4,75 (4,80)	

Reisesuper „Stern-Camping"

Spannungen gemessen mit URV gegen + Batterie
Schaltstellung MW, Klammerwerte bei UKW

Absender:

Alter: Beruf:

Raum für Leserwünsche, Meinungen und Beschwerden:

Drucksache

Portofrei

Deutscher Militärverlag

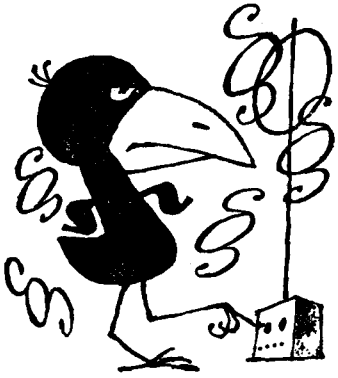
- Lektorat E -

1055 Berlin

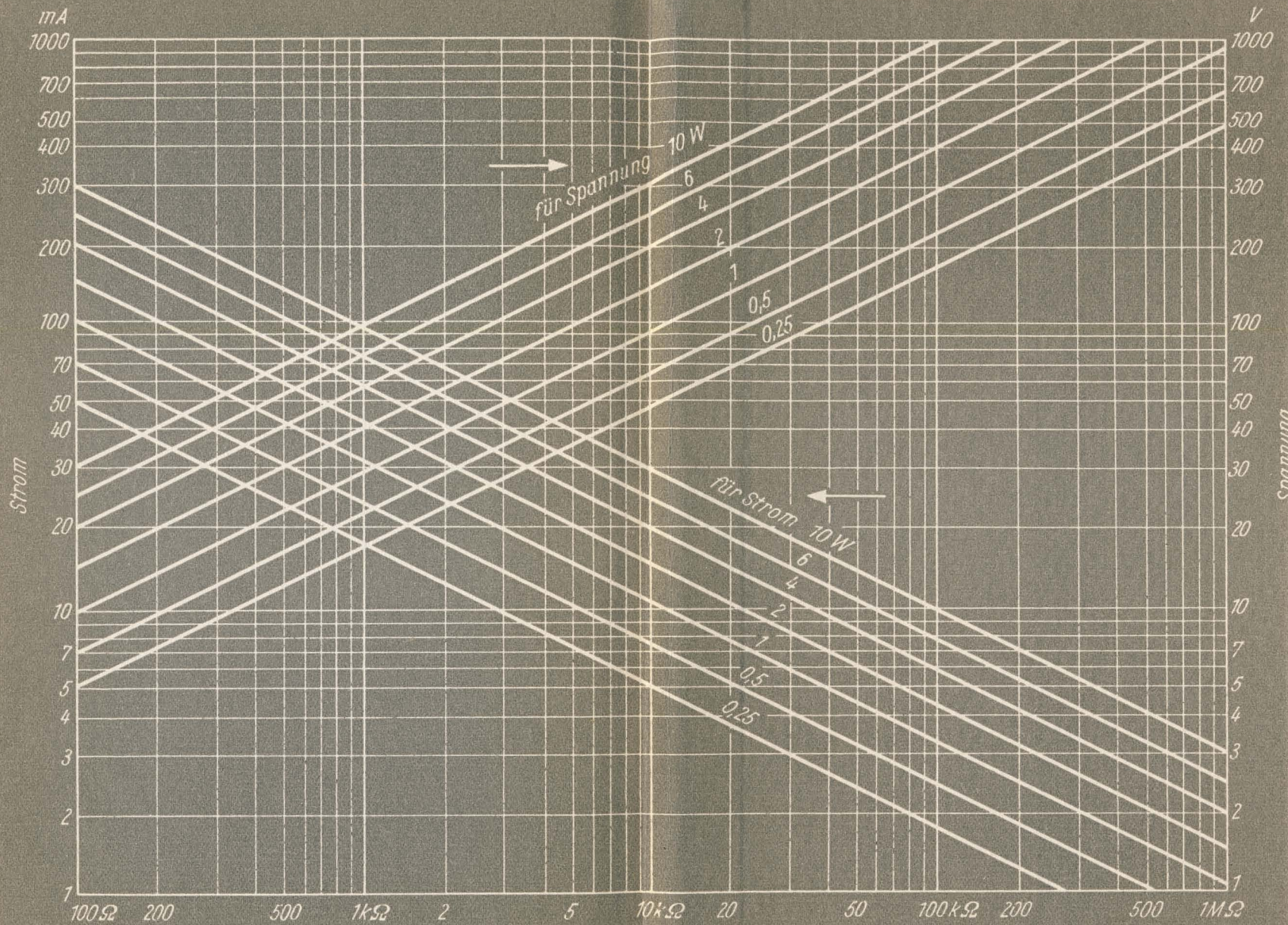
Storkower Str. 158

III/18/3 · Ag.-Nr. 454/26/69

Betrifft: Preisfrage „Elektronisches Jahrbuch 1970"



Welche gesetzlichen Bestimmungen muß der Amateur beim Bau elektronischer Geräte beachten?



Belastbarkeit von Widerständen